

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DE LA  
MAITRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M.Ing.

PAR  
IURIE ILIE

RÉCEPTEUR HYBRIDE GPS/GALILÉO : SIMULATION ET  
ANALYSE DE ROBUSTESSE AVEC LE FILTRE FADP

MONTREAL, LE 6 JANVIER 2004

© droits réservés de Iurie Ilie

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. François Gagnon, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. René Jr. Landry, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. John Studenny, membre du jury  
Compagnie CMC electronics

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENENCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 11 DÉCEMBRE 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

# RÉCEPTEUR HYBRIDE GPS/GALILÉO : SIMULATION ET ANALYSE DE ROBUSTESSE AVEC LE FILTRE FADP

Iurie Ilie

## SOMMAIRE

Dans le cadre de ce travail, nous avons fait une toute première étude sur la conception d'une architecture hybride du récepteur GPS/Galiléo et une première analyse quant à la robustesse potentielle de celui-ci dans un environnement bruité.

Les résultats de recherche ont démontré que la conception du récepteur en question est préférable dans la bande E2-L1-E1 où les deux systèmes utilisent la même fréquence porteuse et où se trouvent les signaux civils C/A du GPS et BOC(2,2) du système Galiléo. De plus, il était constaté que dans la bande mentionnée, il est possible d'adapter les architectures conventionnelles utilisées dans le cas du GPS au traitement du signal BOC(2,2) en simplifiant ainsi l'architecture du récepteur hybride.

Pour y arriver, une chaîne de communication numérique GPS/Galiléo a été simulée en Matlab/Simulink en utilisant les concepts fondamentaux de traitement des signaux pseudo-aléatoires utilisés dans le GPS. Le filtre FADP (*Amplitude Domain Processing in Frequency Field*) a été ajouté ensuite afin d'étudier sa contribution à l'amélioration des performances de l'ensemble du récepteur en présence des brouilleurs multiples.

Les résultats de simulation ont démontré que le traitement du nouveau signal BOC(2,2) est possible avec un changement non significatif de la boucle DLL (*Delay Locked Loop*) conventionnelle. Le traitement cohérent du nouveau signal BOC(2,2) est possible sans augmenter autant le nombre de corrélateurs par rapport au signal C/A et sans les pertes de précision. Par contre, il était démontré également que dans le cas du traitement non-cohérent dans la boucle DLL, le signal BOC(2,2) nécessite deux corrélateurs additionnels. L'analyse de robustesse du récepteur hybride face aux brouilleurs a démontré que son seuil de stabilité est meilleur de 6.1 dB dans les boucles DLL et de 3 dB dans les boucles PLL (*Phase Locked Loop*). Le filtre FADP assure une amélioration importante du rapport  $C/N_0$ , qui, dans le cas de dix brouilleurs CWI (*Carrier Wave Interference*) peut atteindre 27 dB.

Les résultats de ce travail tout comme l'expertise acquise sont utilisés actuellement pour l'implémentation temps réel du récepteur en utilisant le concept SDN (*Software Defined Navigator*).

# HYBRIDE GPS/GALILEO RECEIVER: SIMULATION AND ROBUSTNESS ANALYSIS WITH FADP FILTER

Iurie Ilie

## ABSTRACT

Within the framework of this work, we made a very first study on the design of hybrid architecture for the GPS/Galileo receiver and one of the first analysis of the robustness potential of the receiver in a jamming environment.

The research results shown that the design of the receiver in question is preferable in E2-L1-E1 band where two systems use the same carrier frequency and where we find C/A and BOC(2,2) civil signals. Moreover, it was noted that in this band, it is possible to adapt the conventional architectures used in the case of the GPS to the treatment of the BOC(2,2) signal by slightly modifying the receiver architecture.

To achieve the analysis, a digital GPS/Galileo communication channel was simulated in Matlab/Simulink using the fundamental concepts of pseudo-random signals treatment for the GPS. FADP (*Amplitude Domain Processing in Frequency Field*) filter was then added in order to study its contribution to the robustness improvement of the whole hybrid receiver in the presence of the multiple jammers.

The simulation results shown that the treatment of the new BOC(2,2) signal is possible with no significant changes of conventional DLL (*Delay Locked Loop*). The coherent treatment of the new BOC(2,2) signal is possible without increasing as much the number of the correlators compared to C/A signal and without losing precision. On the other hand, it was also shown that in the case of the non-coherent treatment in DLL, the BOC(2,2) signal requires at least two additional correlators. The robustness analysis of the hybrid receiver showed that its threshold of stability is better than 6.1 dB in DLL and to 3 dB in PLL (*Phase Locked Loop*). FADP filter ensures an important improvement of the signal to noise ratio, which, in the case of ten CWI (*Carrier Wave Interference*) jammers can reach 27 dB.

The results of this work as the acquired expertise are currently used for real time implementation of the receiver by using SDN (Software Defined Navigator) concept.

## **AVANT -PROPOS**

Ce travail, initialement prévu comme l'analyse de robustesse d'un récepteur GPS muni du filtre FADP, a subi quelques modifications sous les changements fulgurants dans le domaine de la navigation par satellites remarquablement anticipés par le professeur René Jr. Landry. Le nouveau système européen de navigation par satellite Galiléo utilisé conjointement au GPS existant, pourra offrir des avantages inégalés s'il est implémenté sous la forme de récepteurs hybrides. La nouveauté du problème, l'absence d'une expertise du traitement des nouveaux types de signaux, constitue en ce moment un défi de taille. Ne pouvant pas passer devant un tel défi et conscient de la charge de travail à effectuer, j'ai accepté la proposition d'étendre la recherche initiale sur l'analyse de robustesse d'un récepteur plus complexe qui pourra utiliser simultanément le GPS et le nouveau système européen Galiléo.

Je voulais remercier le professeur René Jr. Landry pour son support accordé et surtout pour sa confiance en moi tout au long du travail effectué. Je remercie également mes collègues de travail du laboratoire LACIME pour les échanges fructueux des idées et pour l'ambiance de travail agréable formée au sein de l'équipe.

Je remercie mon épouse, Marina, pour sa patience et sa compréhension durant tout le programme de maîtrise et à qui je suis infiniment reconnaissant.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE .....	i
ABSTRACT .....	ii
AVANT -PROPOS .....	iii
TABLE DES MATIÈRES .....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES.....	viii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	xiii
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 MODERNISATION DU GPS ET LANCEMENT DU SYSTÈME EUROPÉEN GALILÉO .....	3
1.1 Introduction .....	3
1.2 Principes de la radionavigation .....	4
1.3 Signaux GPS et leur modernisation .....	9
1.3.1 Génération du signal L2C .....	12
1.3.2 Génération du signal L5 .....	13
1.3.3 Principes de génération des codes-M (militaires) .....	14
1.4 Particularités des signaux GALILEO.....	16
1.5 Récepteurs hybrides GPS/Galiléo : Premier aperçu.....	23
1.6 Conclusion .....	25
CHAPITRE 2 ARCHITECTURES DU RECEPTEUR HYBRIDE GPS/GALILEO ...	26
2.1 Introduction .....	26
2.2 Principe de fonctionnement d'une chaîne GPS (Galiléo) .....	27
2.2.1 Liaison à spectre étalé dans les systèmes de navigation par satellites .....	27
2.2.2 Propriétés des signaux GPS (Galiléo).....	30
2.2.2.1 Propriétés des signaux GPS .....	31
2.2.2.2 Propriétés des signaux du système Galiléo .....	42
2.3 Architecture générique du récepteur GPS.....	47
2.3.1 Fréquence d'échantillonnage dans une architecture GPS numérique .....	48
2.3.1.1 Impact de la précision de la fréquence d'échantillonnage .....	54
2.3.2 Principe de fonctionnement du récepteur GPS .....	55
2.3.2.1 Principe de fonctionnement d'une boucle PLL.....	60
2.3.2.2 Principe de fonctionnement de la boucle DLL .....	66
2.4 Architectures possibles du récepteur du système Galiléo .....	72
2.4.1 Boucle PLL et ses particularités.....	74

2.4.2	Boucle DLL et ses particularités .....	74
2.4.2.1	Codes BOC(n,m) dans le discriminateur AMR .....	76
2.4.2.2	Discriminateur AMR et la bande passante IF du récepteur .....	79
2.4.3	Schéma bloc générique du récepteur Galiléo.....	80
2.5	Principe de conception des récepteurs hybride GPS/Galiléo.....	83
2.6	Conclusion .....	85
CHAPITRE 3 SIMULATION D'UNE CHAÎNE DE RÉCEPTION GPS/GALILÉO..		86
3.1	Introduction.....	86
3.2	Approches utilisées dans le processus de la simulation.....	86
3.3	Modélisation d'une chaîne de communication GPS/Galiléo sur Simulink.....	89
3.3.1	Description du modèle et de ses fonctionnalités générales.....	89
3.3.2	Effet Doppler dans le système de navigation par satellite .....	92
3.3.3	Principe de génération de la fréquence Doppler dans le simulateur .....	97
3.3.4	Architecture et description fonctionnelle de la source du signal .....	101
3.3.4.1	Simulation du signal C/A.....	103
3.3.4.2	Simulation du signal E2-L1-E1 .....	109
3.3.5	Architecture et description fonctionnelle du canal de perturbation .....	112
3.3.6	Simulation du récepteur numérique .....	115
3.3.6.1	Simulation du récepteur GPS .....	115
3.3.6.2	Simulation du récepteur du système Galiléo.....	121
3.3.6.3	Simulation du récepteur hybride .....	126
3.4	Validation du simulateur .....	127
3.4.1	Étude des discriminateurs de la boucle PLL .....	127
3.4.1.1	Réaction de la PLL au stress dynamique.....	130
3.4.1.2	Gigue de phase dans la boucle PLL .....	134
3.4.2	Étude des discriminateurs de la boucle DLL .....	136
3.4.2.1	Réaction des discriminateurs au changement du paramètre d .....	137
3.4.2.2	Réaction des discriminateurs aux différents rapports $C/N_0$ .....	137
3.4.2.3	Particularité des discriminateurs pour le signal BOC(2,2).....	140
3.4.2.4	Réaction de la DLL au stress dynamique.....	141
3.4.2.5	Gigue de phase dans la boucle DLL .....	144
3.5	Conclusion .....	146
CHAPITRE 4 ANALYSE DE ROBUSTESSE DU RÉCEPTEUR HYBRIDE FACE AUX INTERFÉRENCES.....		147
4.1	Estimation préalable de la robustesse du récepteur.....	147
4.1.1	Calcul théorique du rapport $C/N_0$ .....	150
4.1.2	Estimation du seuil de la boucle PLL .....	152
4.1.3	Estimation du seuil de la boucle DLL.....	153
4.1.4	Résumé préalable sur la vulnérabilité de l'ensemble du récepteur .....	158
4.2	Chaîne de réception hybride sous l'effet des interférences.....	161
4.2.1	Schéma du simulateur pour l'analyse de robustesse .....	161
4.2.2	Mesure du rapport signal sur bruit dans le récepteur hybride.....	163

4.2.2.1 Principe de la méthode de partition du spectre .....	164
4.2.2.2 Calcul de la puissance par la corrélation.....	168
4.2.2.3 Calcul de la puissance d'un signal par une mesure directe.....	170
4.2.2.4 Calcul de la puissance d'un signal en utilisant le théorème de Parseval .....	170
4.2.3 Récepteur hybride dans un environnement bruité.....	171
4.3 Filtre FADP de pré-corrélation utilisé comme filtre antibrouilleur .....	174
4.3.1 Principe de la technique ADP .....	175
4.3.2 Rappel sur le filtre ADP.....	177
4.3.3 Rappel sur le filtre FADP.....	178
4.4 Analyse de robustesse du récepteur hybride avec le filtre FADP .....	179
4.5 Analyse des résultats et discussion .....	187
4.6 Conclusion .....	189
CONCLUSION.....	190
RECOMMANDATIONS.....	193
BIBLIOGRAPHIE .....	195



## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Valeurs des pics d'intercorrélation pour C/A .....37
Tableau II	Propriétés des signaux dans la bande E2-L1-E1 .....46
Tableau III	Quelques discriminateurs de la boucle de Costas .....63
Tableau IV	Caractéristiques des filtres de boucle.....66
Tableau V	Discriminateurs de la boucle de code.....68
Tableau VI	Effet Doppler sur les signaux Galiléo .....96
Tableau VII	Types de brouilleurs et les sources possibles .....147
Tableau VIII	Caractéristiques des signaux E2-L1-E1 et C/A.....149
Tableau IX	Seuils de fonctionnement des boucles PLL et DLL.....159
Tableau X	Perte du $C/N_0$ dans le récepteur hybride avec FADP .....186

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1 Principe de mesure de la distance.....	4
Figure 2 Principe du positionnement avec signaux radioélectriques .....	5
Figure 3 Position vectoriel du récepteur .....	6
Figure 4 Principe de calcul du temps de propagation .....	7
Figure 5 Signaux actuels du système GPS.....	9
Figure 6 Évolution des signaux du GPS .....	11
Figure 7 Schéma de modulation du signal L2C (Option IIR - M satellite) .....	12
Figure 8 Schéma de modulation du signal L5.....	14
Figure 9 Schéma générique de modulation du code-M .....	15
Figure 10 Spectre du code-M.....	15
Figure 11 Occupation spectrale du système Galiléo .....	17
Figure 12 Schéma de modulation du signal E5.....	18
Figure 13 Spectre du signal dans la bande E5 (Option A).....	19
Figure 14 Spectre du signal dans la bande E6 .....	19
Figure 15 Schéma de modulation du signal E6.....	20
Figure 16 Schéma de modulation du signal E2-L1-E1 .....	21
Figure 17 Spectre du signal dans la bande E2-L1-E1 .....	22
Figure 18 Évolution des spectres des signaux GPS et Galiléo.....	23
Figure 19 Principe d'étalement spectral à séquence directe .....	28
Figure 20 Schéma de modulation du code C/A .....	31
Figure 21 Modulation du signal C/A .....	32
Figure 22 Générateur des codes de Gold .....	33
Figure 23 Composition du spectre du code C/A .....	34
Figure 24 Comparaison des raies spectrales des codes de Gold .....	35
Figure 25 a) Répartition des raies et b) spectre C/A dans la bande 20.46 MHz .....	36

Figure 26	Fonction de corrélation du code C/A.....	39
Figure 27	Principe de génération du signal BOC.....	42
Figure 28	a) Spectre des signaux BOC(n,m) et b) les fonctions de corrélation correspondantes.....	45
Figure 29	Schéma bloc générique du récepteur GPS.....	47
Figure 30	Relation entre la fréquence d'échantillonnage et le code .....	49
Figure 31	Relation entre la fréquence de sortie et la fréquence en entrée .....	50
Figure 32	Principe de repliement du spectre.....	51
Figure 33	Principe de repliement de plusieurs signaux .....	53
Figure 34	Impact des répliques sur la détection du signal GPS.....	56
Figure 35	Principe de l'interaction entre les boucles PLL et DLL .....	58
Figure 36	Architecture du récepteur GPS à simuler .....	59
Figure 37	Schéma bloc de la boucle de phase.....	60
Figure 38	Ajustement du temps d'intégration.....	62
Figure 39	Comparaison des discriminateurs PLL (théorique) .....	63
Figure 40	Ambiguïté de phase dans la boucle PLL .....	64
Figure 41	Schéma bloc des filtres de boucle PLL.....	65
Figure 42	Schéma bloc de la boucle de code .....	67
Figure 43	Caractéristiques des discriminateurs DLL.....	68
Figure 44	Schéma bloc du corrélateur .....	70
Figure 45	Principe de fonctionnement du discriminateur AMR.....	71
Figure 46	Comparaison des caractéristiques AMR des signaux C/A et BOC(n,m) .....	76
Figure 47	Changement de pente en fonction du paramètre $d$ .....	77
Figure 48	Comparaison des courbes en S pour différentes valeurs de $d$ .....	78
Figure 49	Courbe en S en fonction de la bande passante IF du récepteur .....	79
Figure 50	Architecture du récepteur Galiléo (boucle simple).....	81
Figure 51	Architecture du récepteur Galiléo (boucle en quadrature) .....	82
Figure 52	Schéma générique du récepteur hybride GPS/Galiléo.....	83
Figure 53	Récepteur hybride à échantillonnage direct.....	84

Figure 54 Principe de connexion en pyramide.....	87
Figure 55 Architecture planaire du simulateur.....	88
Figure 56 Panneau de configuration de GUI .....	88
Figure 57 Structure du simulateur.....	90
Figure 58 Chaîne de communication GPS (Galiléo) : Vue simplifiée.....	91
Figure 59 Principe de l'effet Doppler .....	92
Figure 60 Effet Doppler causé par le mouvement du satellite.....	93
Figure 61 Paramètres $V_R$ et $A_R$ en fonction de l'angle $\theta$ .....	94
Figure 62 Simulation de l'effet Doppler sous Simulink .....	99
Figure 63 Simulation de l'effet Doppler séparément sur les deux signaux .....	101
Figure 64 Principe de fonctionnement de la source du signal .....	102
Figure 65 Choix de la fréquence intermédiaire.....	103
Figure 66 Génération du signal C/A sur Simulink (v1) .....	104
Figure 67 Génération du code de Gold .....	105
Figure 68 Cellule d'un registre du générateur de code .....	106
Figure 69 Génération du signal C/A sur Simulink (v2) .....	108
Figure 70 Spectre du signal C/A ( $f_s = 8.184$ MHz).....	108
Figure 71 Schéma de génération du signal E2-L1-E1 .....	109
Figure 72 Génération des signaux BOC(14,2) et BOC(2,2) .....	110
Figure 73 Canal de perturbations sur Simulink.....	113
Figure 74 Brouilleurs CWI, PWI et Chirp sur Simulink.....	113
Figure 75 Brouilleurs CWI, PWI, FM et Chirp .....	114
Figure 76 Récepteur GPS sur Simulink .....	115
Figure 77 Bloc AGC sous Simulink .....	116
Figure 78 Intégrateur sur Simulink .....	117
Figure 79 VCO sur Simulink .....	117
Figure 80 Filtre de boucle sur Simulink.....	118
Figure 81 Discriminateur PLL .....	118
Figure 82 DLL sur Simulink.....	119

Figure 83	Génération de la réplique du code sur Simulink.....	120
Figure 84	Récepteur Galiléo sur Simulink.....	122
Figure 85	Boucle de code pour les signaux BOC sur Simulink.....	123
Figure 86	Principe de positionnement sur le pic central.....	124
Figure 87	Réplique du code sur Simulink.....	125
Figure 88	Architecture parallèle du récepteur hybride .....	126
Figure 89	Caractéristiques des discriminateurs PLL .....	127
Figure 90	Normalisation des discriminateurs PLL en fonction de $C/N_0$ .....	129
Figure 91	Réaction du PLL au stress dynamique.....	131
Figure 92	Réponse du PLL à différentes perturbations en entrée.....	132
Figure 93	Réaction du PLL en présence du bruit thermique .....	133
Figure 94	Gigue de phase en fonction des $B_n$ et $T$ .....	135
Figure 95	Sortie du discriminateur en fonction de $F_s$ .....	136
Figure 96	Sortie des discriminateurs en fonction du paramètre $d$ .....	138
Figure 97	Discriminateurs DLL en fonction du $C/N_0$ .....	139
Figure 98	Discriminateurs DLL pour le signal BOC(2,2) en fonction de $d$ .....	140
Figure 99	Erreur statique en fonction de l'ordre de boucle .....	141
Figure 100	Réaction du DLL à un saut de phase .....	142
Figure 101	Réaction du DLL aux accélération et jerk .....	143
Figure 102	Gigue de phase dans la boucle DLL.....	145
Figure 103	Impact des brouilleurs sur le récepteur GPS.....	148
Figure 104	Signal BOC et les discriminateurs AMR, PAMR et PC.....	157
Figure 105	Seuil du DLL en fonction de l'espacement bribe $d$ .....	158
Figure 106	Schéma utilisé pour la mesure du $C/N_0$ .....	162
Figure 107	Principe de calcul du rapport SNR .....	165
Figure 108	Rapport SNR dans les bandes de 50 Hz et 100 Hz.....	167
Figure 109	Principe de calcul de la puissance par mesure de corrélation.....	168
Figure 110	Calcul de l'atténuation du signal par le théorème de Parseval.....	171
Figure 111	L'impact des brouilleurs CWI sur le fonctionnement des PLL et DLL .....	172

Figure 112 Rapport $C/N_0$ en fonction du JNR en entrée.....	173
Figure 113 Principe de calcul de l'opérateur $f(r)$ et $g(r)$ .....	176
Figure 114 Schéma-bloc du filtre ADP.....	177
Figure 115 Schéma bloc du filtre FADP.....	178
Figure 116 Rapport $C/N_0$ en fonction de la fréquence du brouilleur .....	180
Figure 117 Performance du récepteur hybride avec le filtre FADP.....	182
Figure 118 Atténuation des brouilleurs par le filtre FADP.....	183
Figure 119 FFT d'un signal sinusoïdal .....	185
Figure 120 Atténuation des brouilleurs FM par le filtre FADP .....	186

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

ADP	<i>Amplitude Domain Processing</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
AMR	Avance moins retard (type du discriminateur DLL)
AltBOC	<i>Alternate BOC Modulation</i>
Bps	Bribe par seconde
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BOC	<i>Binary Offset Carrier (modulation)</i>
$C/N_0$	<i>Carrier to Noise Power Density Ratio</i>
Code C/A	<i>Coarse Acquisition Code</i>
Code P	<i>Precision Code</i>
CWI	<i>Carrier Wave Interference</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CS	<i>Commercial Service</i>
DLL	<i>Delay Locked Loop</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
ESA	<i>European Space Agency</i>
EAMR	Enveloppe Avance Moins Retard (type du discriminateur DLL)
EAMRN	Enveloppe Avance Moins Retard Normalisé (type du discriminateur)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FADP	<i>Amplitude Domain Processing in Frequency field</i>
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System</i>
GLONASS	<i>Global Navigation Satellite System</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>

J/N	<i>Jammer to Noise Power Ratio</i>
J/S	<i>Jammer to Signal Power Ratio</i>
JPO	<i>Joint Program Office</i>
OS	<i>Open Service</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PRN	<i>Pseudo Random Noise</i>
PAMR	Puissance Avance Moins Retard (type du discriminateur DLL)
PC	Produit Croisé (type du discriminateur DLL)
PA	Pseudo Aléatoire (code)
PRS	<i>Public Regulated Service</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SA	<i>Selective Availability</i>
SoL	<i>Safety-of-life Services</i>
$\sigma$	Ecart type des erreurs de maintien de phase
$T$	Temps d'intégration de prédétection
$d$	Espacement bribe (écart entre le code avance/retard et code en phase)
$B_n$	Bande équivalente du bruit de la boucle PLL/DLL



## INTRODUCTION

Ce travail, mené dans le cadre du programme de maîtrise, s'inscrit dans la lignée générale de recherche sur le développement des nouvelles architectures des récepteurs de navigation entamée au sein de laboratoire LACIME. La modernisation du GPS et le lancement du nouveau système de positionnement par satellite Galiléo nécessitent des études approfondies quant à l'utilisation la plus efficace de l'ensemble de ces systèmes. Dans ce contexte, il sera très intéressant d'étudier la possibilité de la conception des architectures hybrides GPS/Galiléo et d'analyser les avantages dont nous pourrions bénéficier. Étant donnée la nouveauté du sujet et par conséquent, l'insuffisance d'information concernant le traitement des nouveaux types de signaux (ex. BOC, modulation hexaphase modifiée, etc.) en particulier, et la conception des architectures hybrides en général, il était jugé raisonnable de ne fixer que des objectifs d'ordre plutôt général afin de soulever les points spécifiques à être possiblement abordé pour déboucher sur la conception d'un récepteur hybride GPS/Galiléo.

L'objectif primaire de ce travail est d'étudier les particularités du traitement des nouveaux types de signaux pouvant être utilisés dans le système Galiléo et d'analyser la possibilité de la conception des architectures hybrides GPS/Galiléo. L'objectif final est de faire une toute première étude portant sur la robustesse potentielle d'une telle architecture, munie de filtre anti-brouilleur FADP (*Amplitude Domain Processing in Frequency Field*), dans un environnement bruité.

Pour arriver aux objectifs fixés, il était jugé nécessaire de simuler une chaîne de réception GPS/Galiléo incluant la source des signaux, le canal de perturbation et le récepteur de navigation lui-même. Une telle simulation pourra prévoir des objectifs doubles : offrir un outil de travail pour les études de R&D sur le traitement des signaux de navigation et accumuler une expertise dans la conception des récepteurs de navigation pouvant être implémentés en temps réel. Pour cela, la plateforme

Matlab/Simulink a été choisie, avec comme avantage, la portabilité, la flexibilité et la puissance des calculs. De plus, avec les développements récents, il est plus facile d'effectuer le passage entre l'environnement Matlab/Simulink et l'implémentation temps réel en FPGA et DSP (avec l'utilisation de l'outil *System Generator* de Xilinx). Le traitement des signaux dans le GPS actuel est assez bien étudié et documenté (Kaplan, 1996; Parkinson, 1996). Il sera intéressant d'étudier la possibilité d'appliquer la même approche pour l'analyse des nouveaux signaux. De plus, on pourra supposer que les architectures utilisées actuellement dans le GPS pourront aussi être utilisées comme base pour le traitement des nouveaux signaux. Pour cela, une révision de la conception des récepteurs GPS et du traitement du signal correspondant s'impose.

Les travaux sur la robustesse du récepteur GPS menés au sein de laboratoire LACIME sont en constante évolution. Un intérêt particulier représente l'étude sur le filtre antibrouilleur FADP. L'analyse de ce filtre fut effectuée dans le passé en dehors d'une architecture du récepteur de navigation puisque aucun simulateur n'était présent. Donc, dans le cadre de ce travail et en profitant du modèle du simulateur conçu, il sera intéressant d'analyser le comportement du filtre dans le récepteur simulé et, de plus, d'étudier la possibilité de son utilisation dans un récepteur hybride GPS/Galiléo.

En résultat du travail effectué, une contribution importante est apportée à la conception d'une toute première architecture du récepteur hybride GPS/Galiléo dotée d'un algorithme de traitement élaboré des signaux dans la bande E2-L1-E1. Le rapport de mémoire se compose de quatre chapitres. Dans le premier chapitre, l'analyse théorique de la conception d'un récepteur hybride GPS/Galiléo est effectuée. Afin de préparer la modélisation et la simulation d'une chaîne de communication GPS/Galiléo, dans le chapitre 2 nous révisons les concepts fondamentaux des récepteurs GPS et nous adaptons les architectures de récepteur à la simulation. La chaîne de communication GPS/Galiléo est simulée sous Matlab/Simulink dans le chapitre 3. L'analyse de robustesse du récepteur hybride est réalisée dans le chapitre 4.

## **CHAPITRE 1**

### **MODERNISATION DU GPS ET LANCEMENT DU SYSTÈME EUROPÉEN GALILÉO**

#### **1.1 Introduction**

Les systèmes de navigation par satellites sont en permanente évolution afin d'accroître l'intégrité, la précision, la disponibilité et la robustesse du service pour les applications civiles et militaires. D'une part, ce fait est dû au lancement des nouveaux systèmes de navigation (ex. Galiléo) et de l'autre, par la modernisation des systèmes déjà existants (ex. GPS et GLONASS).

Cette diversité des systèmes, grâce à un nombre plus élevé des satellites disponibles et une grande variété de signaux, offre des possibilités uniques. En même temps, elle relève un défi d'ingénierie de taille quant à l'utilisation la plus efficace de plusieurs types de systèmes de navigation d'une part et des différents signaux au sein d'un seul système de l'autre (De Mateo, 2002).

La conception des récepteurs hybrides (ex. GPS/Galiléo) pourra considérablement contribuer à résoudre ce problème. Dans ce chapitre, nous prendrons connaissance avec les signaux du système GPS et les signaux du futur système européen Galiléo afin de pouvoir estimer la possibilité de réalisation d'un récepteur hybride GPS/Galiléo.

Un aperçu sur la vulnérabilité possible de ce dernier et les problèmes à relever seront présentés à la fin de ce chapitre pour en tirer les premières conclusions, formuler les recommandations de départ et pour justifier ce travail.

## 1.2 Principes de la radionavigation

D'après la définition, la navigation, c'est l'art de se rendre à une destination donnée par la détermination de la position. La quête d'exploration et des nouvelles découvertes a toujours poussé les êtres humains plus loin de ses origines dans les endroits encore inconnus qu'ils soient sur terre, sur mer ou dans l'espace.

Le recours aux outils de navigation est devenu une nécessité dont les êtres humains faisaient usage depuis la nuit des temps. Au début, ce furent les astres comme le soleil et les étoiles ou encore les différentes marques sur la surface de la terre; après, c'étaient les objets comme le sextant, la boussole et la montre.

De nos jours, la nécessité d'obtenir une position de plus en plus précise dans un délai de temps de plus en plus court à n'importe quel point de la terre ou de l'espace, nous oblige à utiliser des systèmes de navigation de plus en plus sophistiqués comme le système de radionavigation par satellite GPS, par exemple.

Dans un système de radionavigation, la position est déterminée grâce aux signaux radios transmises par certaines sources dont on connaît l'emplacement exact. La distance entre la position à déterminer et la source est calculée en mesurant le temps de propagation des ondes électromagnétiques (en supposant que la propagation est rectiligne) comme on peut le voir à la Figure 1.

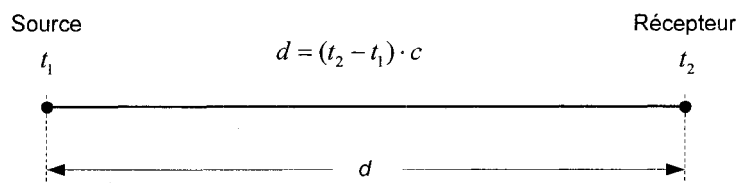


Figure 1 Principe de mesure de la distance

Si le temps de propagation du signal reçu est  $(t_2 - t_1)$  et en sachant la valeur de la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique  $c$ , la distance  $d$  se calcule comme suit :

$$d = (t_2 - t_1) \cdot c \quad (1.1)$$

Ici,  $t_1$  est le temps relié au signal transmis et  $t_2$  est le temps relié au signal reçu par le récepteur. Le fait de connaître la distance  $d$  entre le récepteur et les différentes sources des signaux nous permet de déterminer la position du récepteur par la méthode de triangulation dont le principe est démontré à la Figure 2.

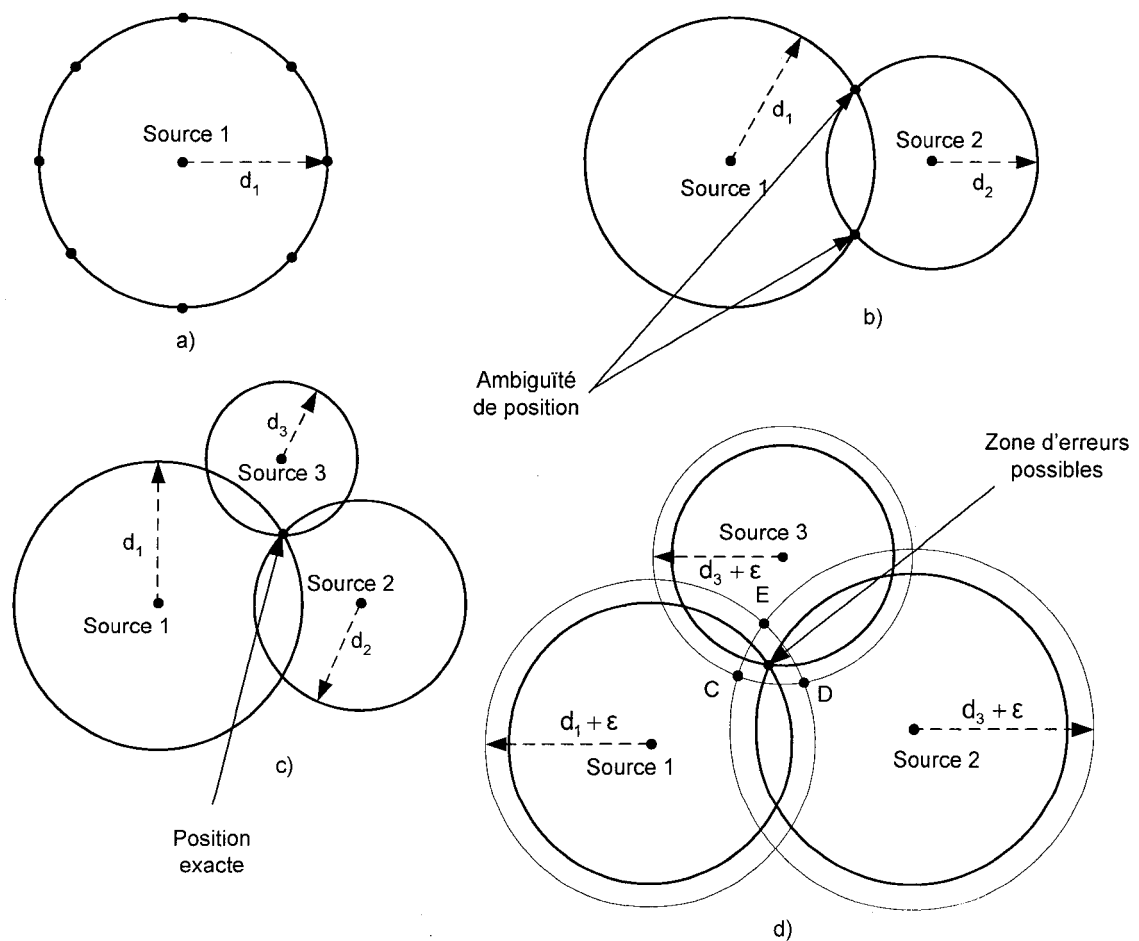


Figure 2 Principe du positionnement avec signaux radioélectriques

Prenons le cas d'une analyse en 2 dimensions. Avec une seule source du signal (Figure 2a), le point de réception peut être n'importe où sur le cercle. Dans le cas où on utilise deux sources de signaux (Figure 2b), on a toujours une ambiguïté sur le positionnement qui ne s'élimine qu'avec une troisième source (Figure 2c). Donc on a besoin d'au moins trois sources de signaux pour déterminer la position exacte. Dans les cas décrits ci-haut, on a supposé que les distances calculées entre les sources et le récepteur ont une valeur exacte ce qui n'est pas le cas en réalité.

Si les horloges des sources ne sont pas parfaitement synchronisées avec l'horloge du récepteur, on a également une erreur sur le calcul du temps de propagation qui se traduit par une erreur sur la distance mesurée (Figure 2d). Si l'erreur relative sur les horloges est la même pour chacune des trois sources utilisées, dans ce cas, elle peut être éliminée par les techniques décrites plus loin qui nécessitent obligatoirement l'utilisation d'une quatrième source supplémentaire. Les exemples présentés ci-haut évoquent le principe général du calcul de la position appliqué sur une surface. En réalité, les trois satellites (sources) vont décrire plutôt trois sphères avec deux points d'intersection. Dans les systèmes de positionnement par satellites, les coordonnées des satellites sont calculées par rapport au centre de la terre (Figure 3).

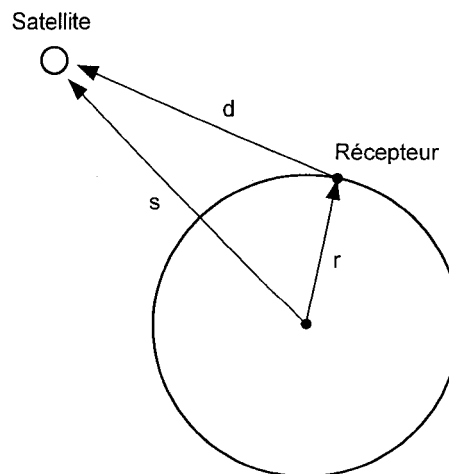


Figure 3 Position vectoriel du récepteur

Le vecteur  $\mathbf{s}$  détermine la position du satellite qui est transmise dans le message de navigation. La distance  $d$  est la distance entre le satellite et le récepteur et se calcule à partir du temps de propagation du message transmis. Donc la position du récepteur  $\mathbf{r}$  peut être déterminée à partir de l'expression suivante (Kaplan, 1996):

$$d = \|\mathbf{s} - \mathbf{r}\| \quad (1.2)$$

Ici  $d$  représente le module du vecteur  $\mathbf{d}$ . Le principe du calcul de la valeur  $d$  est présenté à la Figure 4. Si on suppose que le temps du satellite est parfaitement synchronisé avec le temps du récepteur alors,

$$d = c \cdot \Delta t \quad (1.3)$$

En général, ce n'est pas le cas et en conséquence la réplique du code généré par le récepteur n'est pas en phase avec le code du satellite.

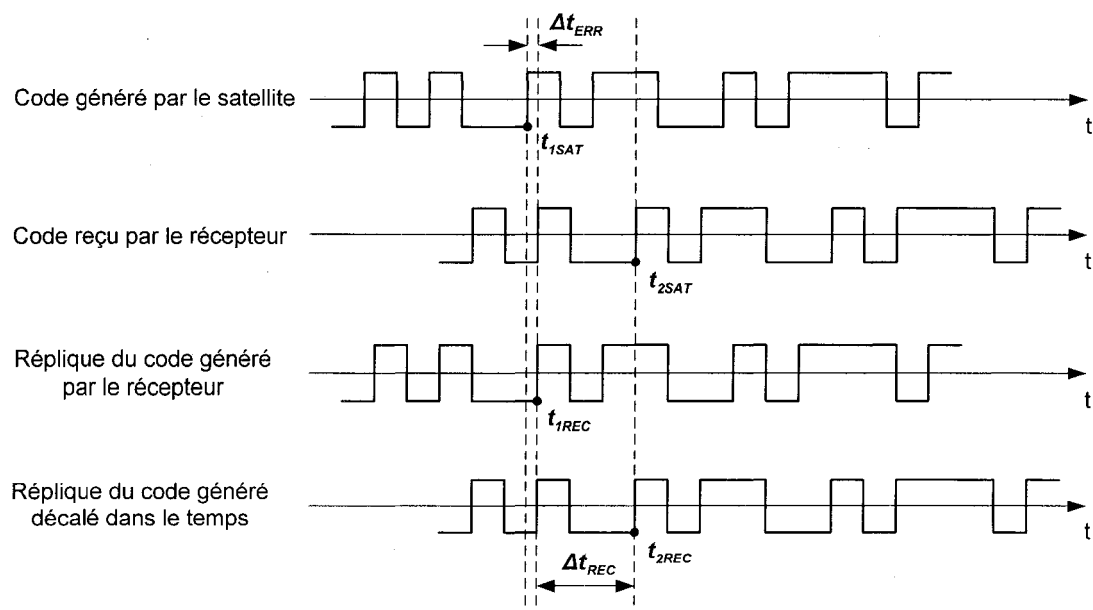


Figure 4 Principe de calcul du temps de propagation

La distance ainsi mesurée  $\rho$  s'appelle pseudo-distance et elle se mesure comme présentée dans l'équation (1.4).

$$\rho = c \cdot (t_{2REC} - t_{1REC}) = c \cdot \Delta t_{REC} \quad (1.4)$$

Pour une différence d'horloge entre le satellite et le récepteur  $\Delta t_{ERR} = t_{1SAT} - t_{1REC}$ , la distance  $d$  se calcule conformément à l'expression suivante :

$$d = c \cdot \Delta t_{REC} + c \cdot \Delta t_{ERR} = \rho + c \cdot \Delta t_{ERR} \quad (1.5)$$

L'erreur d'horloge décrite ci-haut amène encore une variable additionnelle à calculer et donc la nécessité d'utiliser la quatrième source des signaux et en conséquence, le quatrième satellite. Après le passage en coordonnées Cartésiennes, on obtient le système d'équations à quatre inconnus suivant (Kaplan, 1996):

$$\rho_1 = \sqrt{(x_{1SAT} - x_{REC})^2 + (y_{1SAT} - y_{REC})^2 + (z_{1SAT} - z_{REC})^2} + c \cdot \Delta t_{ERR} \quad (1.6)$$

$$\rho_2 = \sqrt{(x_{2SAT} - x_{REC})^2 + (y_{2SAT} - y_{REC})^2 + (z_{2SAT} - z_{REC})^2} + c \cdot \Delta t_{ERR} \quad (1.7)$$

$$\rho_3 = \sqrt{(x_{3SAT} - x_{REC})^2 + (y_{3SAT} - y_{REC})^2 + (z_{3SAT} - z_{REC})^2} + c \cdot \Delta t_{ERR} \quad (1.8)$$

$$\rho_4 = \sqrt{(x_{4SAT} - x_{REC})^2 + (y_{4SAT} - y_{REC})^2 + (z_{4SAT} - z_{REC})^2} + c \cdot \Delta t_{ERR} \quad (1.9)$$

Ce système d'équations peut être résolu de plusieurs manières. Dans les récepteurs GPS, on utilise surtout des techniques itératives basées sur la linéarisation des équations de navigation ou l'utilisation des filtres de Kalman (Kaplan, 1996). L'erreur introduite par les horloges est la plus importante et elle s'élimine par l'utilisation du quatrième satellite.



### 1.3 Signaux GPS et leur modernisation

Le système de positionnement GPS était originalement conçu par le Département de la Défense des Etats-Unis dans les années 1970s comme un système de navigation par satellite pour les applications militaires. À partir du début des années 1980s, le plan fédéral sur la radionavigation basé sur la collaboration avec le Département de la Défense et le Département du Transport a transformé ce système en un outil global de positionnement et de navigation (Karner, 2002).

La constellation GPS se compose de 24 satellites répartis en six plans orbitaux d'un rayon de 26.560 km et une inclinaison de 55 degrés relative au plan équatorial. Le système de navigation par satellite GPS utilise actuellement trois types de signaux dont les spectres sont représentés à la Figure 5. L'utilisation des deux fréquences porteuses a plusieurs avantages dont le principal est la réduction d'erreur due au délai ionosphérique. Mais malheureusement, cet avantage ne peut être utilisé que pour les applications restreintes (ex. militaires), car le signal civil est transmis sur une seule porteuse L1. Donc, l'incapacité de réduire les erreurs dues au délai ionosphérique, reste présentement, un grand handicap du signal civil utilisé. Ce désavantage sera éliminé avec le lancement du programme de modernisation du système GPS dont nous allons présenter les points clés à la prochaine section.

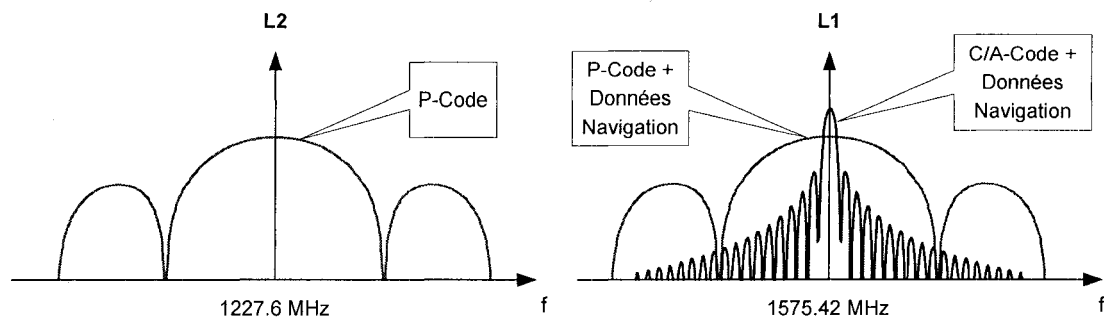


Figure 5 Signaux actuels du système GPS

Chaque satellite transmet deux fréquences porteuses appelés L1 et L2 qui sont modulés avec des codes pseudo-aléatoires uniques attribués à chaque satellite. Le code C/A (*Coarse Acquisition Code*) est destiné au usage civil et il a un taux de 1.023 Mbps (mégabits par seconde) et une durée de 1 ms. Le code P (*Precision Code*) est transmis à un taux de 10.23 Mbps et il a une durée d'exactement 7 jours. Le fait que chaque satellite possède un code unique et que le résultat d'intercorrélation entre les codes est très faible nous permet de sélectionner le bon code en utilisant la technique CDMA (*Code Division Multiple Access*) (Kaplan, 1996). Le schéma de modulation du signal C/A et ces propriétés seront analysés en détail dans le chapitre 2. Le système GPS prévoit une dégradation intentionnelle du signal civil transmis appelée *Selective Availability* (SA). Les erreurs typiques imposées par la SA sont de l'ordre de 100m. La SA a été activée entre le 1<sup>er</sup> Juillet 1991 et le 2 mai 2000. Elle est actuellement désactivée et l'erreur de positionnement peut être de l'ordre de 22 m.

Le système de navigation par satellite GPS est reconnu comme un système de navigation pour plusieurs types d'applications terrestres et aéronautiques. Les plus grands bénéficiaires du signal civil de ce système sont l'aviation qui profite de la flexibilité du système et de sa disponibilité mondiale, la communauté scientifique, le transport maritime (terrestre) et les services de sauvetages. Ces bénéfices vont être encore plus considérable avec la modernisation du système GPS annoncé en janvier 1999 par le vice président américain Al Gore (Michael, 2002).

Le point clé de cette modernisation est le lancement de deux nouveaux signaux pour les applications civiles dans la bande L2 et la nouvelle bande L5, respectivement (Cliaff, 2003). La Figure 6 nous donne un aperçu de ce programme de modernisation (Shaw, 2002). Ce programme prévoit d'abord le lancement des satellites du premier bloc à partir de l'année 2003 jusqu'à l'année 2006 pour y mettre en service le signal L2C et deux signaux militaires. Les satellites du deuxième bloc finaliseront le lancement des signaux mentionnés ci-haut et ils permettront le lancement du nouveau signal civil L5.

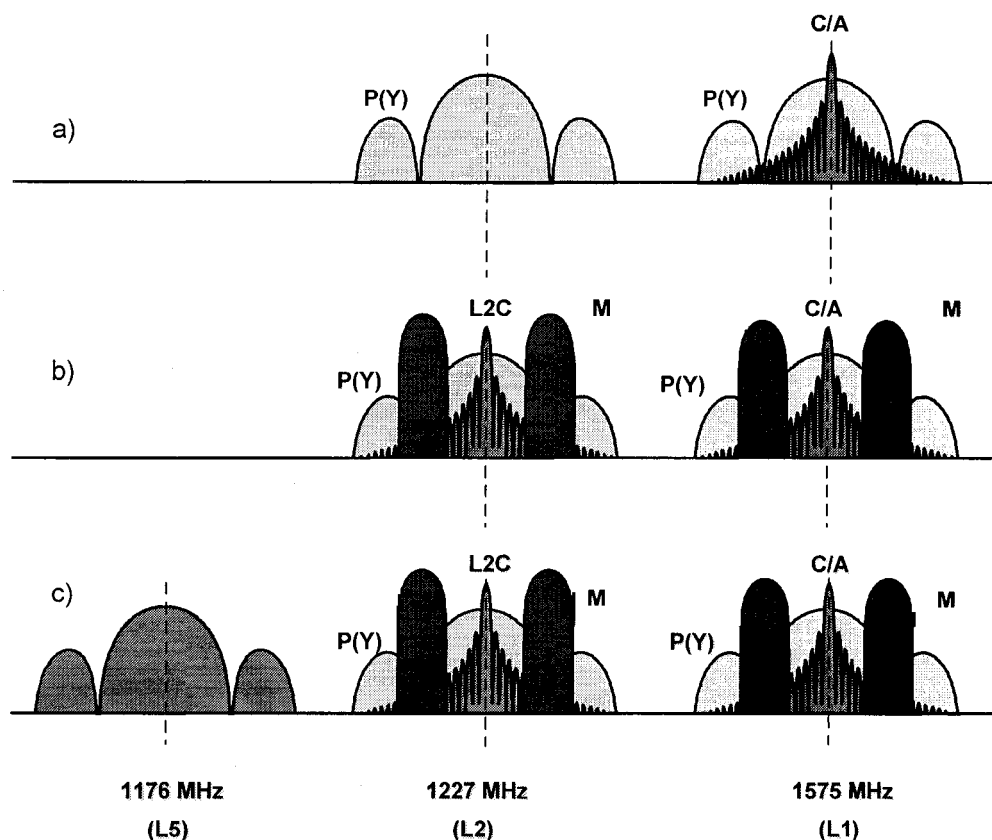


Figure 6 Évolution des signaux du GPS

Cette période de lancement est prévue pour les années 2005 à 2010. Avec les satellites de troisième bloc, tous les signaux additionnels seront en place et à partir de l'année 2010, les modifications de la structure des satellites doivent permettre une augmentation de la puissance transmise et une communication directe entre les satellites en remplaçant partiellement le segment terrestre (Shaw, 2002). Le premier de ces signaux sera le signal L2C pour usage général et il sera lancé dès 2003. Le lancement du deuxième signal dans la bande L5 est prévu pour le début 2005. Le signal L5 augmentera la précision de positionnement et il améliorera les performances du système contre les brouilleurs. Ce signal augmentera la robustesse de radionavigation pour les applications de l'aviation tout comme pour les applications maritimes, voies ferrées, automobiles, etc. Tous les signaux seront disponibles vers 2013 (Clark, 2001).

### 1.3.1 Génération du signal L2C

Le signal L2C est constitué de deux codes pseudo-aléatoires de différentes longueurs dont un seul est modulé avec les données de navigation. Le plus court des deux codes a une longueur de 10230 bribes et une période de répétition de 20 ms. Il est appelé le code CM (*Moderate Code*) et il est modulé avec le message de navigation. Le deuxième code CL (*Long Code*) a une longueur de 765250 bribes et une période de répétition de 1.5s. Le schéma de modulation du signal L2C est présenté à la Figure 7 (Fontana, 2001). Les options des signaux sont choisies par les commutateurs A et B. La position A1 nous permet d'utiliser le nouveau signal L2C tandis que la position A2 active l'ancien code C/A. Dans le dernier cas, on peut choisir le code C/A avec ou sans modulation des données.

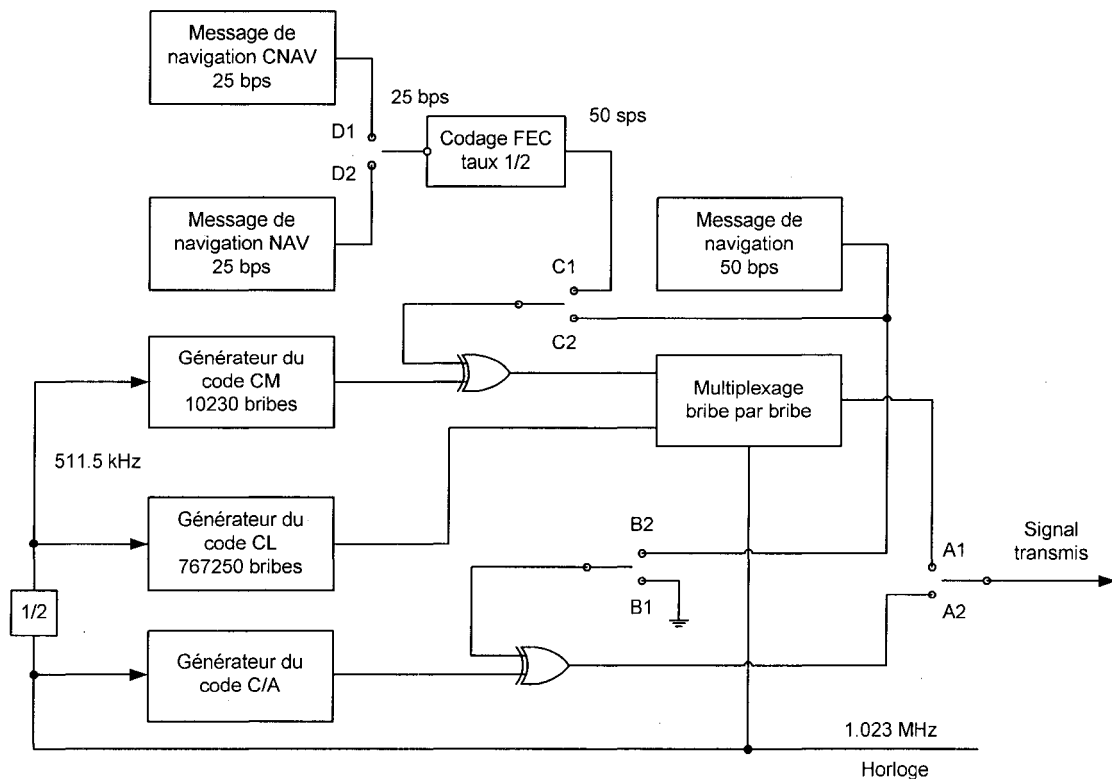


Figure 7 Schéma de modulation du signal L2C (Option IIR - M satellite)

Pour les satellites du bloc IIR-M, deux formats du message de navigation sont prévus liés à la phase de développement du système. D'une part, c'est l'ancien message de navigation (NAV) déjà utilisé par le code C/A et d'autre part - le nouveau message de navigation (CNAV) destiné également au signal L5. Le choix des options est réalisé par les commutateurs D et C. Le code CM et le code CL sont multiplexés bribe par bribe dans le multiplexeur de sorte que la bribe du code CM est transmise la première. Le taux du signal ainsi obtenu est égal à 1.023 Mbps comme dans le cas du signal C/A. Compte tenu des codes possibles (L2C et C/A) et des différents messages de navigation, les récepteurs doivent prévoir une détection automatique des signaux. Pour assurer la plus grande robustesse du signal de navigation, dans le schéma de modulation, il est prévu d'utiliser un codage FEC (*Forward Error Correction*) qui nous permet de ramener le taux des données à 50 sps (*symbols per second*) donc le même que pour l'ancien code C/A.

### 1.3.2 Génération du signal L5

Le signal L5 se compose d'une paire de signaux (en phase et en quadrature) sur une porteuse de 1176.45 MHz utilisant la modulation QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Les voies en phase et en quadrature sont modulées avec des séquences de codes pseudo-aléatoires différentes ayant une fréquence de 10.23 Mbps et une longueur de 10230 bribes (Bastide, 2002). Chaque séquence a une période de répétition de 1ms. À son tour, le signal en phase est modulé avec une séquence Neumann-Hoffmann pour améliorer la synchronisation des symboles et les propriétés d'intercorrélations. La fréquence de la séquence est de 1 KHz. Seule la voie en phase est modulée avec les données. La puissance totale reçue par l'antenne à la réception est égale à -154 dBW (6 dB de plus que sur L1). Le schéma de modulation est présenté à la Figure 8 (Spilker, 1999). Comme dans le cas du signal L2C, le code sans modulation des données est utilisé afin d'accroître les capacités d'acquisition et de maintien de la phase ce qui favorise le travail à des faibles rapports SNR (*Signal to Noise Ratio*).

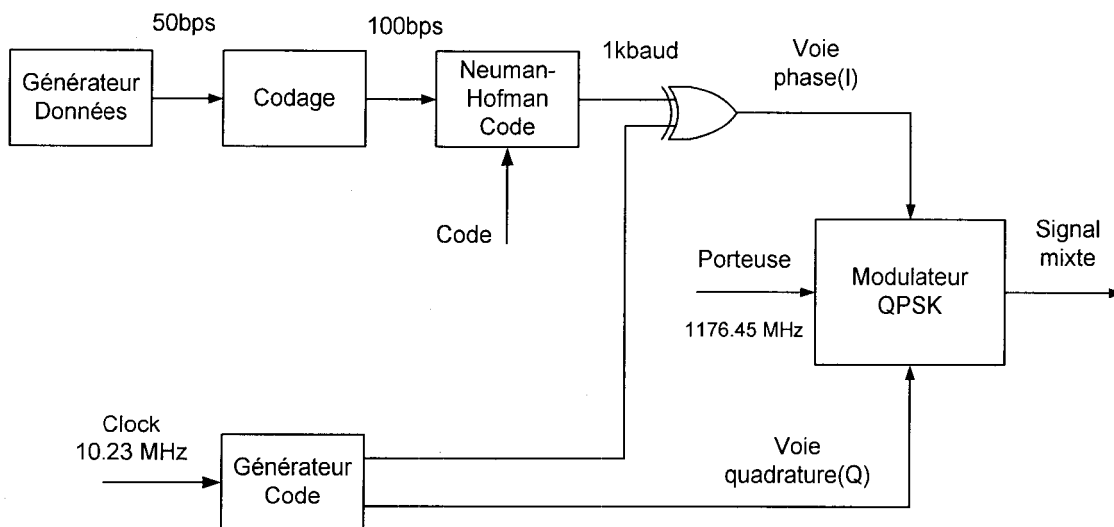


Figure 8 Schéma de modulation du signal L5

### 1.3.3 Principes de génération des codes-M (militaires)

Le code-M fut conçu pour assurer une plus grande robustesse aux brouilleurs par rapport au signal de précision P utilisé actuellement par l'augmentation de sa puissance transmise sans qu'il interfère avec les codes déjà existants ou les codes qui seront utilisés dans le futur. La modulation proposée, appelé BOC (*Binary Offset Carrier modulation*) utilise une sous-porteuse de 10.23 MHz et une séquence pseudo aléatoire de 5.115 Mbps dont l'ensemble est simplement notée modulation BOC(10,5) (Betz, 1999). Les valeurs des fréquences utilisées sont des multiples de 1.023 MHz. Donc, la notation BOC( $n,m$ ) signifie que la sous-porteuse a une fréquence de  $n \times 1.023$  MHz et le taux du code pseudo-aléatoire est de  $m \times 1.023$  Mbps. Le nouveau code-M sera utilisé sur les porteuses L1 (1575.42 MHz) et L2 (1227.6 MHz). En même temps, les données de navigation transmises seront sécurisées d'avantage en utilisant les techniques de cryptage de nouvelle génération. Le schéma de modulation typique (Betz, 2000a) d'un code-M est présenté sur la Figure 9. Il faut mentionner que chaque bit de la séquence pseudo aléatoire est appliqué aux deux cycles complets de l'onde carrée et que les points de transition doivent être parfaitement synchronisés.

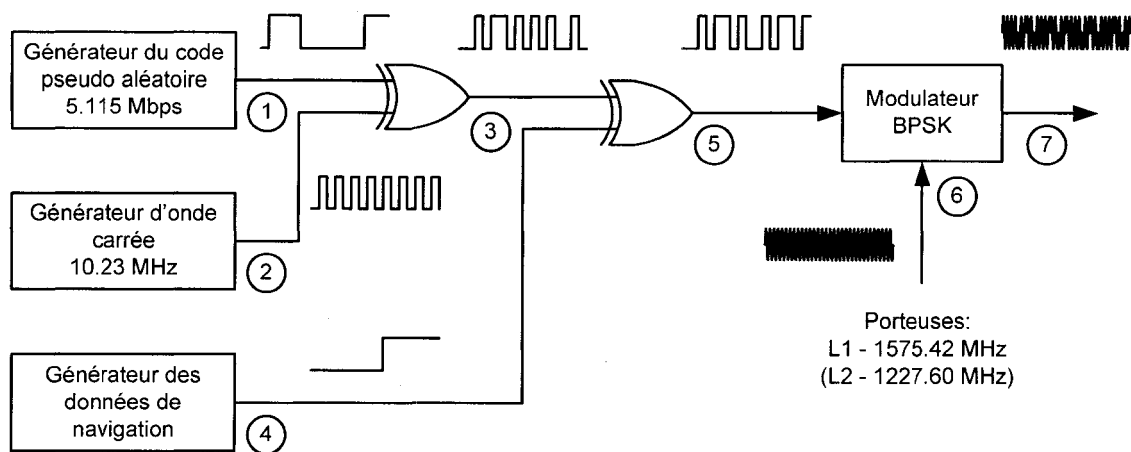


Figure 9 Schéma générique de modulation du code-M

Les codes basés sur la modulation BOC ont des particularités bien spécifiques qui doivent être prises en compte dans la conception des récepteurs futurs. Les particularités et les propriétés des signaux BOC seront étudiées dans le chapitre 2. Un fait important à noter ici, la puissance du signal n'est pas concentrée autour du zéro, comme on peut le voir à la Figure 10, mais plutôt sur la fréquence de la sous-porteuse. En même temps, le fait d'avoir une bande de fréquence du signal utile très large, contribue à améliorer le rapport signal sur bruit tout en étant plus robuste face aux différents types de brouilleurs.

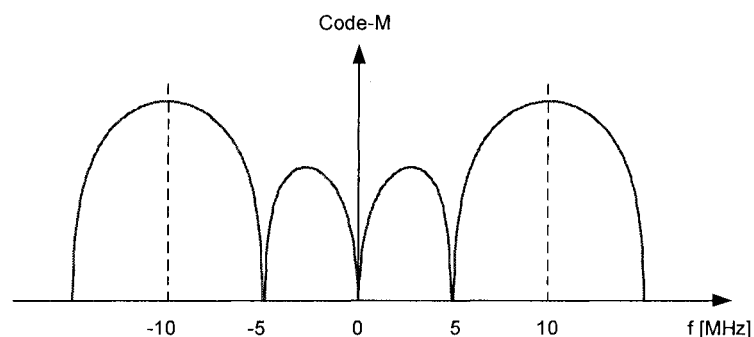


Figure 10 Spectre du code-M

#### 1.4 Particularités des signaux GALILEO

Le programme de navigation par satellite GALILÉO est le plus grand projet du genre lancé par la collaboration entre l'Union Européenne et l'agence spatiale européenne, l'ESA (*European Space Agency*). Déjà en 1994, la Commission Européenne a soulevé la nécessité de contribuer au développement d'un nouveau système de positionnement par satellite nommé GNSS (*Global Navigation Satellite System*).

Le 26 mars 2002, le Conseil Européen est arrivé à un accord unanime quant au lancement du nouveau programme civil de navigation par satellite Galiléo. Ce nouveau système contribuera à accélérer la popularisation des systèmes de positionnement par satellites dans tous les domaines liés à la navigation et facilitera son adoption comme moyen principal de navigation. La grande précision et l'intégrité des messages vont contribuer également aux opérations de sauvetages en assurant une couverture globale. Avec la disponibilité beaucoup plus grande des signaux Galiléo dans les conditions urbaines, le nouveau système de navigation contribuera au développement des autres applications comme le repérage des usagers par les réseaux locaux ou le guidage des mobiles (Flament, 2003).

La constellation Galiléo est formée de 27 satellites répartis en trois plans orbitaux avec 9 satellites chacun. Le rayon des orbites est de 29.994 km et l'inclinaison est de 56 degrés. Pour assurer la redondance nécessaire et le remplacement rapide en cas de pannes des satellites, il est prévu l'utilisation d'un satellite supplémentaire dans chacun des trois plans orbitaux pour arriver à une constellation de 30 satellites au total.

Le système de navigation par satellite Galiléo offre dix signaux répartis dans les bandes de fréquences E5a, E5b, E6 et E2-L1-E1. L'occupation spectrale des signaux est représentée à la Figure 11. Quatre fréquences porteuses sont prévues dont certaines sont les mêmes que pour le système GPS (Onidi, 2002).



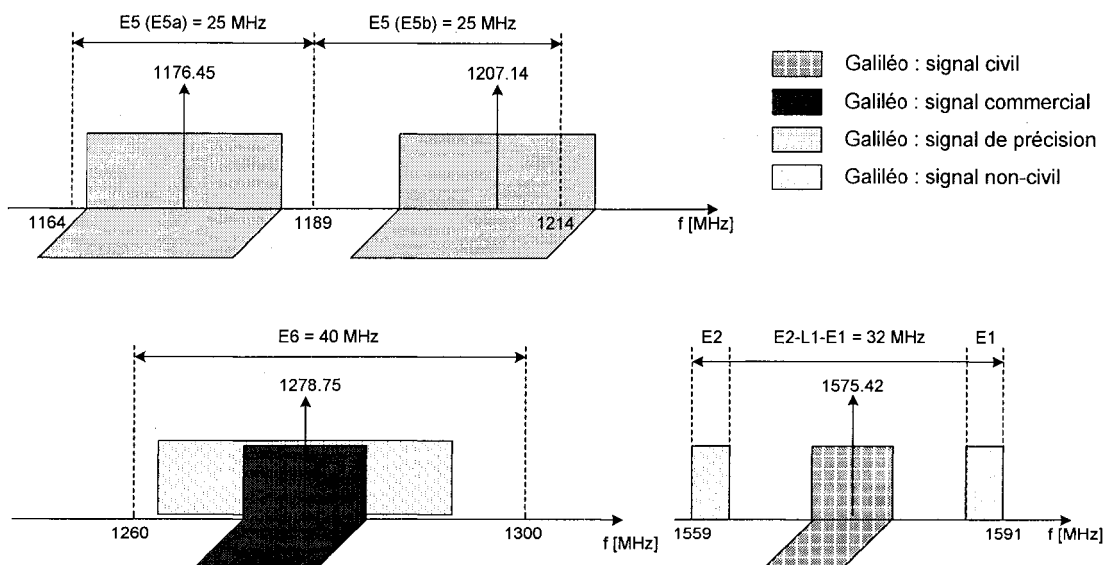


Figure 11 Occupation spectrale du système Galiléo

Six signaux incluant les trois canaux non modulés avec les données de navigation sont accessibles par tous les utilisateurs de Galiléo dans les bandes E5a, E5b et L1 pour le service OS (*Open Service*) et pour les services SoL (*Safety-of-life Service*). Les deux signaux dans la bande E6 incluant un canal non modulé sont destinés aux utilisateurs concernés pour le service CS (*Commercial Service*). Finalement, les deux derniers signaux partagés entre la bande E6 et la bande E2-L1-E1, sont prévus pour le service autorisé PRS (*Public Regulated Service*).

Les schémas de modulations des signaux résultent du plan de fréquences présenté ci-haut et ils seront décrits dans ce qui suit. Il faut mentionner que certains signaux n'ont pas encore un statut définitif et ils font toujours l'objet de recherche et d'analyse plus poussée. L'enjeu principal est la question de compatibilité et de meilleure interopérabilité entre le nouveau système de positionnement Galiléo et les systèmes existants (GPS et GLONASS). Le bon choix des signaux est très important car il nous permettra non seulement de ne pas dégrader les services actuellement disponibles, mais aussi de profiter des avantages offerts par l'utilisation de plusieurs systèmes ensemble.

(une plus grande constellation de satellites, plusieurs fréquences porteuses, une variété de signaux, etc.). Dans la bande E5, deux schémas de modulation sont prévus (Hein, 2002) :

- A. Génération des deux signaux QPSK avec un taux de 10.23 Mbps dans les bandes séparées E5a et E5b. Dans ce cas, les deux signaux E5a et E5b seront amplifiés séparément sur les porteuses 1176.45 MHz et 1207.14 MHz respectivement pour être combinées par la suite dans un multiplexeur de sortie OMUX (*Output Multiplexer*).
- B. Génération d'un signal à très large bande en utilisant la modulation BOC(15,10) modifiée appelée AltBOC (*Alternate BOC Modulation*). Ce signal est amplifié ensuite dans un amplificateur de très large bande avant d'être transmis sur une porteuse de 1191.795 MHz.

Le schéma de modulation pour le cas A est présenté à la Figure 12.

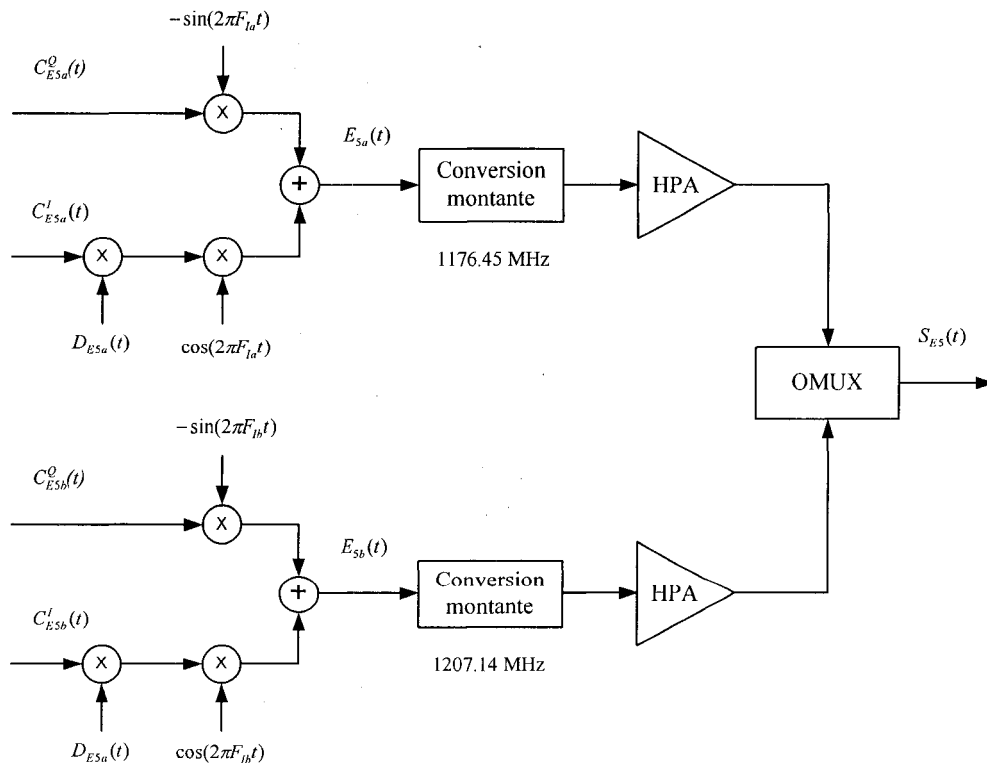


Figure 12 Schéma de modulation du signal E5

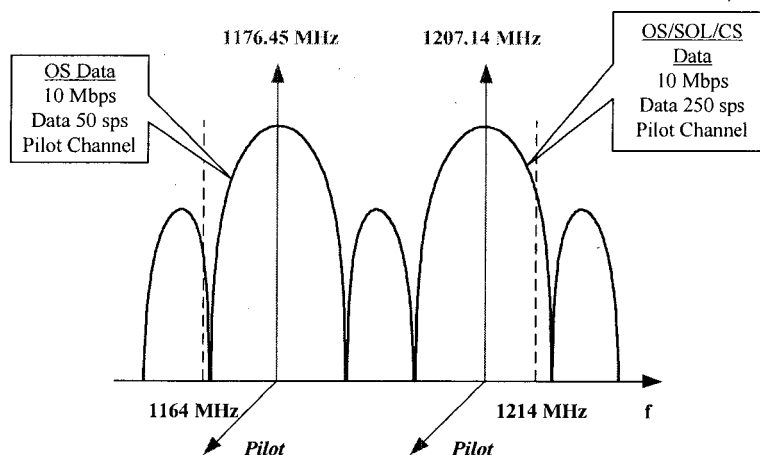


Figure 13 Spectre du signal dans la bande E5 (Option A)

Le spectre du signal ainsi obtenu a la forme présentée à la Figure 13. Pour ce qui est du cas B, c'est un nouveau concept de modulation qui permet de combiner les deux signaux E5a et E5b dans un signal composite ayant une enveloppe constante. Le choix de l'option à utiliser n'est pas encore défini et l'analyse des possibilités est toujours en cours. Le signal E6 contient trois canaux qui sont transmis sur une même porteuse et dont les spectres sont représentés à la Figure 14.

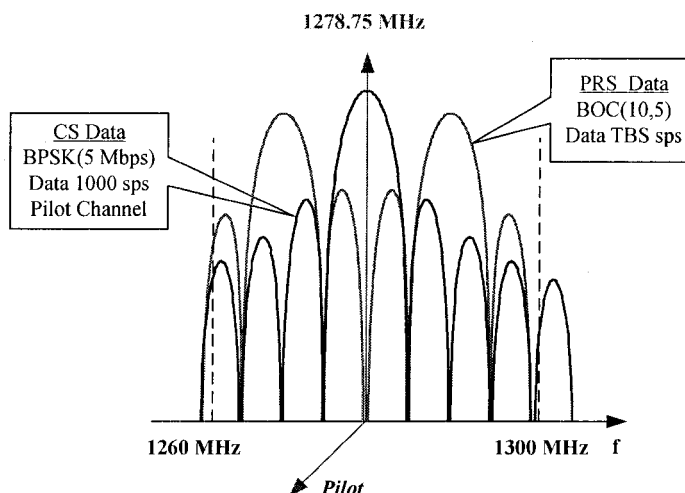


Figure 14 Spectre du signal dans la bande E6

Le schéma de multiplexage entre les codes pour former le signal résultant E6 n'est pas encore totalement défini. Ce choix doit prendre en considération la question de compatibilité des signaux tout comme la complexité des futurs récepteurs. Deux solutions sont considérées : multiplexage temporelle et *Modified Hexaphase modulation*.

La Figure 15 présente le schéma de génération du signal E6 utilisant ce second principe. Le principal atout de ce type de modulation est la possibilité d'obtenir une enveloppe constante du signal mélangé. Afin d'y parvenir, il faut garder de bonnes proportions de puissances entre les canaux. Il était calculé que pour satisfaire à cette condition, l'indice de modulation  $m$  doit avoir une valeur de 0.6155. Le signal résultant de cette modulation est calculé conformément à l'expression (1.10).

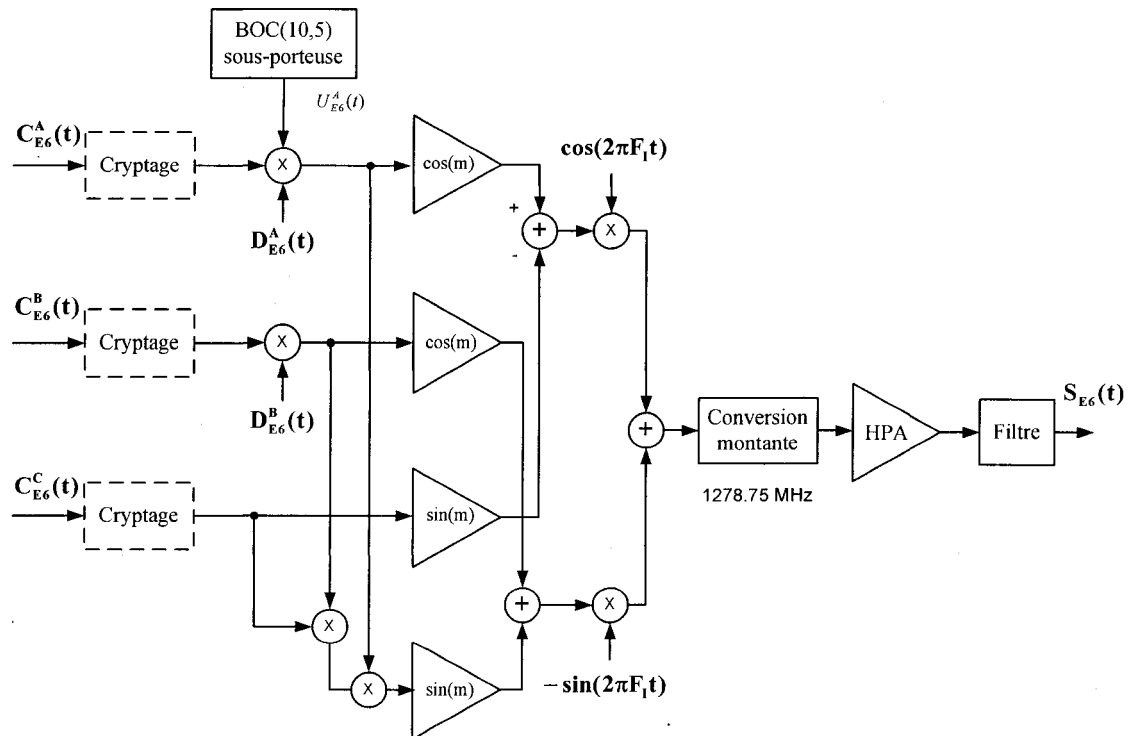


Figure 15 Schéma de modulation du signal E6

$$S_{E6}(t) = \left[ C_{E6}^A(t) D_{E6}^A(t) U_{E6}^A(t) \cos(m) - C_{E6}^C(t) \sin(m) \right] \times \cos(2\pi F_{E6} t) - \left[ C_{E6}^B(t) D_{E6}^B(t) \cos(m) + C_{E6}^A(t) D_{E6}^A(t) U_{E6}^A(t) C_{E6}^B(t) D_{E6}^B(t) C_{E6}^C(t) \sin(m) \right] \sin(2\pi F_{E6} t) \quad (1.10)$$

Ici,

- $S_{E6}(t)$  = signal résultant dans la bande E6;
- $C_X^Y(t)$  = code pseudo-aléatoire du canal Y transmis sur la porteuse X;
- $D_X^Y(t)$  = données du canal Y transmis sur la porteuse X;
- $U_X^Y(t)$  = sous-porteuse du canal Y transmis sur la porteuse X;
- $m$  = indice de modulation (0.6155).

La formation du signal E2-L1-E1 suit les mêmes principes que le signal E6 et de plus, dans la modulation des données, on utilise les signaux BOC(n,m) et BOC(2,2). Le signal BOC(n,m) peut prendre la forme de BOC (14,2) ou de BOC(10,5). Pour cette raison, il est appelé BOC(n,m) flexible. Le schéma de modulation est présenté à la Figure 16.

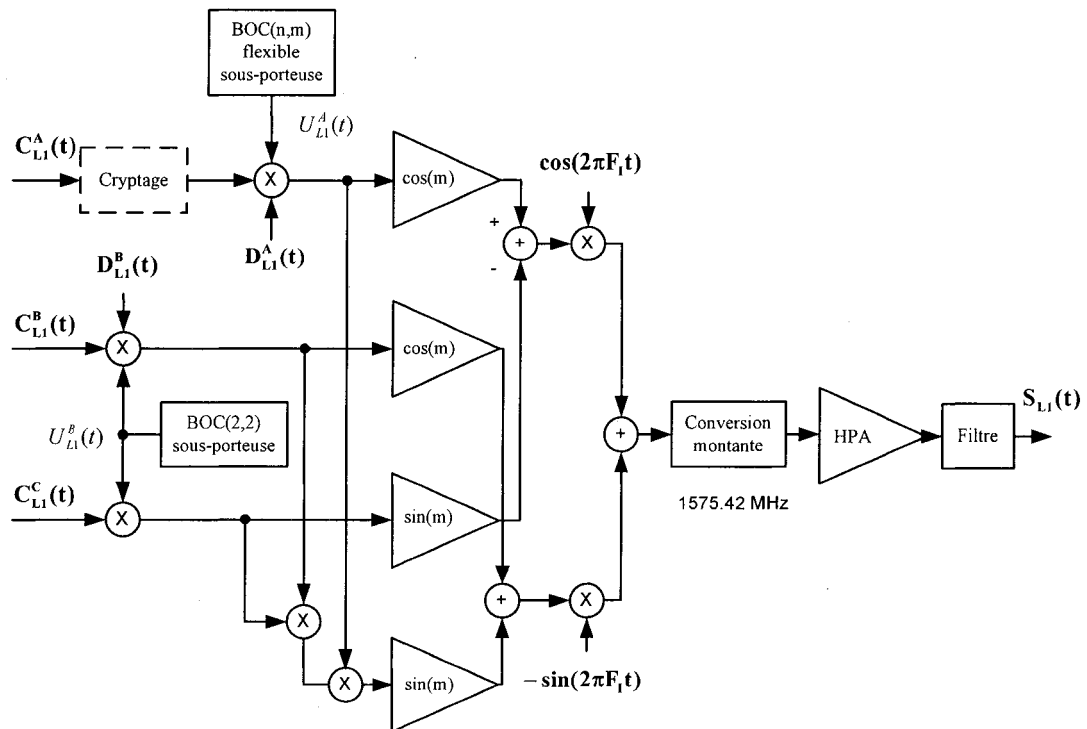


Figure 16 Schéma de modulation du signal E2-L1-E1

Le signal résultant de cette modulation est calculé conformément à l'expression (1.11).

$$S_{L1}(t) = \left[ C_{L1}^A(t) D_{L1}^A(t) U_{L1}^A(t) \cos(m) - C_{L1}^C(t) \cdot U_{L1}^{B,C} \sin(m) \right] \cos(2\pi F_{L1} t) - \left[ C_{L1}^B(t) D_{L1}^B(t) U_{L1}^{B,C} \cos(m) + C_{L1}^A(t) D_{L1}^A(t) U_{L1}^A(t) C_{L1}^B(t) D_{L1}^B(t) C_{L1}^C(t) \sin(m) \right] \sin(2\pi F_{L1} t) \quad (1.11)$$

Ici,

- $S_{L1}(t)$  = signal résultant dans la bande L1;
- $C_X^Y(t)$  = code pseudo-aléatoire du canal Y transmis sur la porteuse X;
- $D_X^Y(t)$  = données du canal Y transmis sur la porteuse X;
- $U_X^Y(t)$  = sous-porteuse du canal Y transmis sur la porteuse X;
- $m$  = indice de modulation (0.6155).

Le spectre du signal résultant est représenté à la Figure 17 (Hein, 2002). La bande E2-L1-E1 présente certain intérêt, car dans cette bande se trouve le signal civil C/A du GPS qui partage la même fréquence porteuse 1575.42 MHz. Il est à noter que le fait de partager la même fréquence porteuse peut être utilisé dans la conception des futurs récepteurs hybrides GPS/Galiléo.

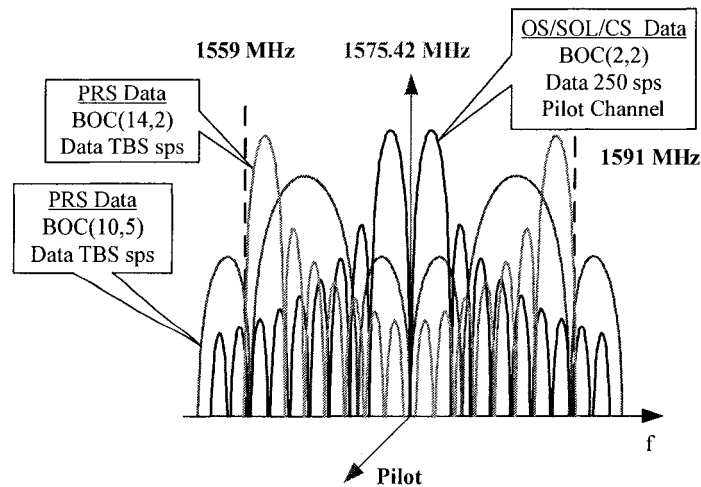


Figure 17 Spectre du signal dans la bande E2-L1-E1

### 1.5 Récepteurs hybrides GPS/Galiléo : Premier aperçu

Les avantages dont nous pourrions bénéficier d'un récepteur hybride GPS/Galiléo sont énormes. Premièrement, l'utilisation simultanée des deux systèmes de navigation, nous permettrait d'augmenter considérablement la constellation des satellites de navigation (24 pour le système GPS plus 27 pour le système Galiléo) pour arriver à 51 satellites (McDonald, 2003). Ainsi la disponibilité des systèmes de navigation doublera pour permettre une utilisation beaucoup plus efficace surtout dans les régions urbaines. L'évolution du spectre des signaux des systèmes GPS et Galiléo est représentée à la Figure 18 (Leonard, 2002).

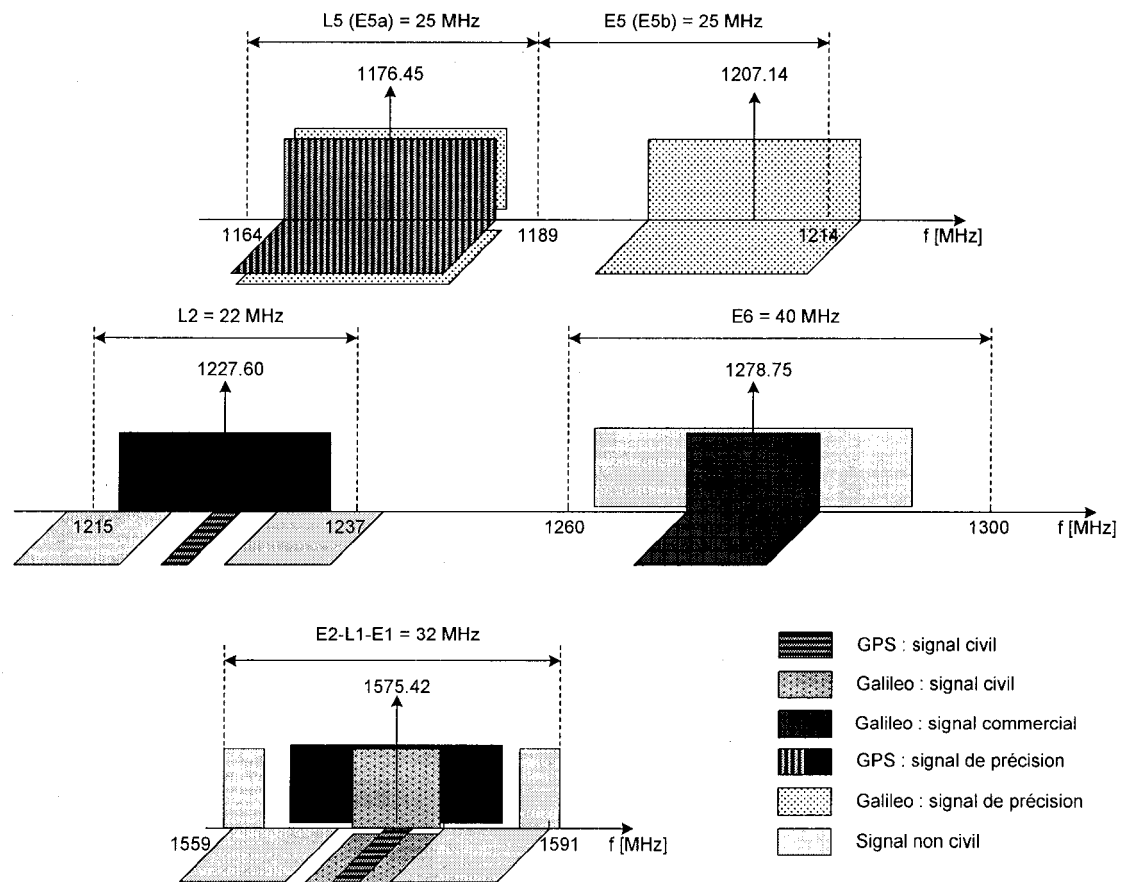


Figure 18 Évolution des spectres des signaux GPS et Galiléo.

L'analyse de l'évolution du spectre des signaux GPS/Galiléo peut servir comme point de départ pour l'étude de la possibilité de conception des récepteurs hybrides. L'utilisation mixte de plusieurs signaux résultants de plusieurs schémas de modulations, nous permettra d'augmenter la précision de positionnement tout comme la robustesse des systèmes face aux interférences et surtout face aux multi-trajets (Verhagen, 2002).

Le fait de multiplier les signaux sur plusieurs fréquences porteuses améliorera l'estimation des délais ionosphériques des signaux civils pour finalement éliminer cette importante source d'erreurs de positionnement qu'on doit faire face aujourd'hui. Donc la disponibilité, l'intégrité, la précision et la robustesse sont les quatre atouts majeurs qui justifient la conception des récepteurs hybrides et plus encore, ils sont indispensables pour plusieurs domaines d'applications comme l'aviation civile et le transport terrestre, par exemple.

À première vue, on peut constater déjà, que l'interopérabilité entre les deux systèmes (GPS et Galiléo) est réalisé par le recouvrement partiel des spectres des signaux ayant une structure et des séquences de codes différents. La différence entre les structures de signaux est due aux différents schémas de modulation dont nous avons fait allusion dans les sous-chapitres précédents.

Dans les bandes E5a/L5 et E2-L1-E1/L1, les systèmes utilisent les mêmes fréquences porteuses ce qui peut simplifier considérablement la conception des récepteurs hybrides en utilisant la même tête RF (*Radio Frequency*) au prix d'une gestion accrue des interférences mutuelles. Ces types d'interférences, appelées interférences inter-systèmes, sont additionnées aux interférences déjà existantes entre les signaux au sein d'un même système appelées interférences intra-système (Godet, 2002, 2003). Les performances des futurs récepteurs hybrides GPS/Galiléo seront façonnées par l'influence des interférences mentionnées ci-haut et donc le problème suscite une analyse profonde de cohabitation et d'interopérabilité entre les deux systèmes de navigation (Cabrera, 2003).



## 1.6 Conclusion

Les travaux d'analyse de la compatibilité et de l'interopérabilité entre les systèmes de navigation GPS et Galiléo ont débutés au sein de la Commission Européenne et du JPO (*Joint Program Office*) pour être suivi par le milieu universitaire et par d'autres organismes concernés (Ries, 2002b). Les résultats de ces recherches, le plus souvent, ne prétendent pas être finaux et demandent une analyse plus poussée pour en arriver à une utilisation plus efficace de tous les systèmes de navigation qu'ils soient actuels ou futurs.

Dans ce contexte, le développement d'un outil de simulations pour l'analyse des récepteurs hybrides possibles est un fait justifié et indispensable. La simulation d'un récepteur GPS/Galiléo sur la base de Matlab/Simulink peut être un premier pas vers la conception des nouvelles architectures hybrides qui passe par une analyse profonde de l'interopérabilité et de robustesse des architectures ainsi obtenus. L'analyse de robustesse des futurs récepteurs hybrides, basée sur les simulations, sera le point clé de ce travail tout comme la conception du simulateur lui-même. Ce dernier est à la base de la définition d'un nouveau concept de réalisation de prototype temps réel nommé SDN (*Software Defined Navigator*).

## **CHAPITRE 2**

### **ARCHITECTURES DU RECEPTEUR HYBRIDE GPS/GALILEO**

#### **2.1 Introduction**

Avant de commencer la simulation du récepteur hybride GPS/Galiléo, il faut définir l'architecture de celui-ci. Il est évident que cette architecture doit être capable de traiter les signaux propres au GPS et au système Galiléo.

Le traitement des signaux GPS (Galiléo) peut être effectué de deux façons différentes : dans le mode séquentiel ou en parallèle. Dans le premier cas, le récepteur fournit les pseudo mesures d'abord pour un système (ex. GPS) et ensuite pour un autre (ex. Galiléo) de manière séquentielle en utilisant une architecture commune. Dans le traitement parallèle, les pseudo-mesures sont calculées en même temps pour les deux systèmes et cette approche nécessite deux architectures distinctes.

Si l'approche séquentielle nécessite moins de ressources, le récepteur ne peut pas traiter les signaux GPS et Galiléo de manière instantanée. Par contre, dans le traitement parallèle, on profite de la constellation agrandie mais les architectures recherchées peuvent être assez complexes. Qu'on adopte une approche ou une autre, on doit connaître d'abord l'architecture du récepteur GPS et l'architecture du récepteur Galiléo.

Le schéma générique tout comme le principe de fonctionnement du récepteur GPS est bien connu et largement décrit dans la littérature. Par contre, l'architecture du récepteur Galiléo est encore inconnue et mal étudiée. Dans le cadre de ce travail, l'approche dont nous avons adoptée prévoit l'utilisation du récepteur GPS comme base pour la conception du récepteur Galiléo. Donc, l'architecture existante du récepteur GPS sera accommodée au traitement de nouveau type des signaux dont les particularités et les

propriétés seront décrites dans ce chapitre. Car le récepteur GPS se trouve à la base de ce travail, certaines notions concernant le système de communication GPS et le récepteur lui-même, seront révisées afin de simplifier les schémas et adapter les architectures à la simulation sous Matlab/Simulink.

## **2.2 Principe de fonctionnement d'une chaîne GPS (Galiléo)**

Afin d'éviter les interférences possibles avec les signaux des systèmes de télécommunication terrestres et respecter les contraintes imposées pour protéger la radioastronomie, la densité spectrale de puissance du signal GPS (Galiléo) reçue à la surface de la terre, doit être assez faible. La valeur de cette dernière est déterminée par l'ITU (*International Telecommunication Union*). Pour avoir une idée de l'ordre de ces valeurs, dans la bande de (1.525 - 2.500) GHz, par exemple, la densité de flux sous angles d'élévation faibles ne doit pas dépasser la valeur de  $-154 \text{ dBW/m}^2$  dans n'importe quelle bande de 4 kHz. En tenant compte du fait que les contraintes imposées concernent plutôt la densité spectrale de puissance que la puissance totale du signal reçu, on peut augmenter cette dernière en l'étalant sur des bandes de fréquence beaucoup plus larges. Cette approche, dans le cas des systèmes de positionnement par satellites, a mené à l'utilisation du principe de communication à spectre étalé (Parkinson, 1996).

### **2.2.1 Liaison à spectre étalé dans les systèmes de navigation par satellites**

De la manière la plus générale, le principe de communication à spectre étalé consiste à transmettre un signal dont la bande passante est relativement étroite dans un canal de transmission dont la bande est beaucoup plus large. Il existe de nombreuses techniques de modulation qui utilisent une bande de transmission plus large que le minimum requis (modulation de fréquence, code correcteur d'erreur, etc.), mais elles ne sont pas considérées comme des techniques d'étalement du spectre. Généralement le système à spectre étalé doit remplir les conditions suivantes :

- A. Le signal transmis doit occuper une bande passante plus large que le rythme binaire d'information et la valeur de cette bande est indépendante du rythme binaire;
- B. L'étalement se fait par un signal indépendant des données;
- C. Le principe de démodulation doit reposer sur la corrélation du signal reçu avec la réplique du signal transmis pour récupérer l'information utile.

Une grande occupation spectrale du système à spectre étalé assure une faible densité spectrale de puissance (moins nuisible pour les systèmes de télécommunications terrestres et la radioastronomie) et une plus grande immunité aux brouillages. Il existe deux méthodes d'étalement spectral : la séquence directe ou DS (*Direct Sequence*) et l'évasion de fréquence ou FH (*Frequency Hopping*). L'approche utilisant la méthode à séquence directe est utilisée dans les systèmes de navigation GPS et Galiléo et son principe de fonctionnement est représenté à la Figure 19 (Parkinson, 1996). Quant à la méthode d'étalement spectral par évasion de fréquence, elle est utilisée dans le système de navigation GLONASS de la Russie et il ne fait pas l'objet de ce travail.

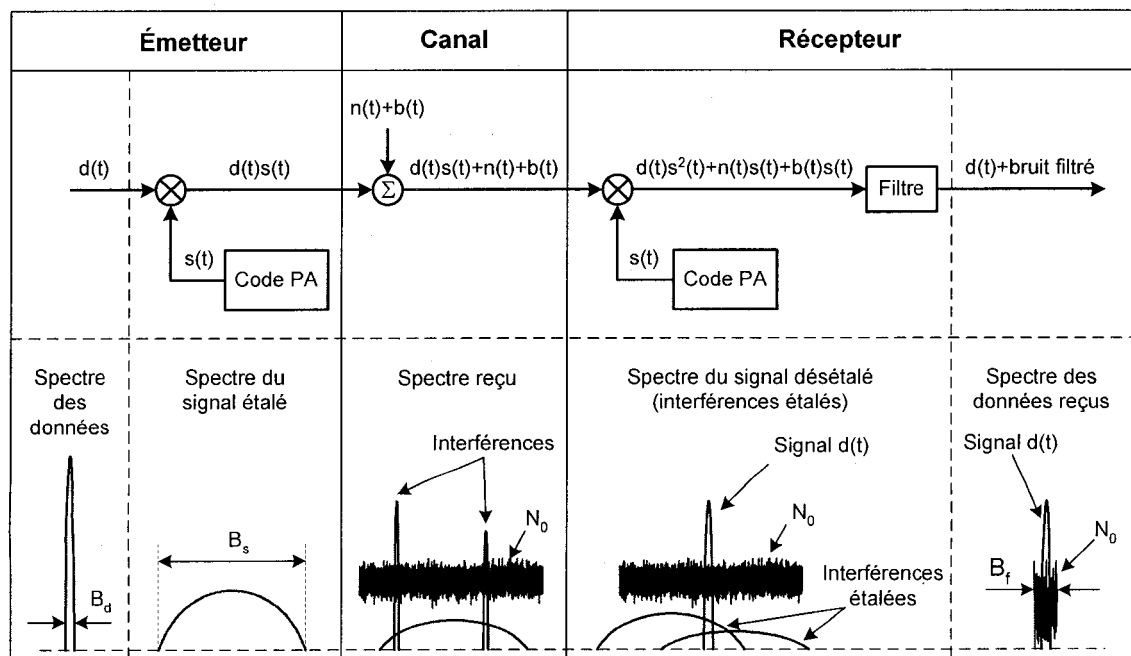


Figure 19 Principe d'étalement spectral à séquence directe

Dans sa forme la plus générale, l'étalement spectral à séquence directe dans le système GPS (Galiléo) se fait en multipliant les données de navigation  $d(t)$  avec un code pseudo-aléatoire  $s(t)$  dont le taux  $f_c$  est beaucoup plus élevé que le taux des données  $f_d$  transmis. De cette manière, le signal d'origine  $d(t)$  possédant une largeur de bande  $B_d$  s'étale sur une bande  $B_s$  avec les propriétés d'un code pseudo-aléatoire. Ici  $B_s$  correspond à la bande du code pseudo-aléatoire utilisé. Il faut mentionner que la valeur du taux du code pseudo-aléatoire est choisie de manière à satisfaire l'expression suivante :

$$k = \frac{f_c}{f_d} \gg 1 \quad (2.1)$$

Le coefficient  $k$  est appelé le gain de traitement du système à spectre étalé. Plus le gain de traitement est grand, plus le système est robuste face aux interférences. Effectivement, le coefficient  $k$  indique à combien la puissance totale des interférences sera atténuée dans la bande du signal utile à la sortie du récepteur. Par exemple dans le cas du code C/A du système GPS, le gain du traitement est égal à :

$$k = \frac{f_c}{f_d} = \frac{1.023 \times 10^6 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 2.046 \times 10^4 \approx 43.1 \text{ dB} \quad (2.2)$$

Après son étalement spectral, le signal passe dans le canal de transmission où il est additionné avec le bruit blanc gaussien  $n(t)$  et avec les interférences  $b(t)$  qui viennent perturber notre signal. Donc à l'entrée du récepteur, notre signal a la forme suivante :

$$r(t) = d(t)s(t) + n(t) + b(t) \quad (2.3)$$

Dans le récepteur, afin de récupérer le signal d'origine, le signal reçu  $r(t)$  est multiplié avec le même code pseudo-aléatoire  $s(t)$  en phase avec le code transmis. Comme résultat

de multiplication, on trouve le signal d'origine  $d(t)$  additionné avec le bruit blanc gaussien  $n_s(t)$  et avec les interférences étalées.

$$r(t)s(t) = d(t)s^2(t) + n(t)s(t) + b(t)s(t) = d(t) + n_s(t) + b(t)s(t) \quad (2.4)$$

Il faut dire que le bruit blanc gaussien multiplié à un code pseudo-aléatoire reste toujours un bruit blanc gaussien avec la même densité spectral de puissance  $N_0$  et avec  $s^2(t) = 1$ . Après le filtrage, la plus grande partie des interférences est rejetée et juste une partie du bruit thermique reste dans la bande du signal d'origine. Donc le désétalement spectral nous permet de récupérer le signal d'origine sans pour autant changer la densité spectrale  $N_0$  du bruit thermique. Par contre, les interférences sont atténuées par un facteur de  $B_s/B_d$  en augmentant ainsi considérablement la robustesse du système.

### 2.2.2 Propriétés des signaux GPS (Galiléo)

Les principales propriétés des signaux GPS (Galiléo) découlent des particularités des codes pseudo-aléatoires utilisés dans le processus d'étalement spectral et des schémas de modulation utilisés. Ces propriétés sont essentiellement exprimées par la forme du spectre du signal transmis et surtout par la forme de la fonction d'autocorrélation du code pseudo-aléatoire utilisé. Cette dernière est particulièrement importante, car l'acquisition du signal se fait par la corrélation avec la réplique du code généré dans le récepteur. Afin de simuler l'architecture d'un récepteur GPS (Galiléo), il faut tenir compte, également, de l'atténuation du signal émis et de sa dégradation en général dans le canal de transmission et dans le récepteur. La réception du signal GPS (Galiléo) transmis par le satellite se fait toujours en présence de bruit thermique dont la puissance dépasse largement celle du signal reçu. Donc, il est très important d'estimer le rapport signal sur bruit dans le récepteur afin de simuler le fonctionnement d'une chaîne de communication GPS (Galiléo). Par la suite, l'analyse des signaux GPS (Galiléo) est effectuée sur les points suivants :

- A. Le schéma de modulation et la forme du signal dans le domaine temporel;
- B. Le spectre du signal et les propriétés de corrélation des signaux utilisés;
- C. Dégradation du signal dans le canal de transmission et calcul du rapport  $C/N_0$ .

### 2.2.2.1 Propriétés des signaux GPS

Les caractéristiques générales du signal GPS ont été présentées en bref dans le chapitre 1. Rappelons qu'actuellement le système GPS utilise deux types de signaux de navigation : le code P (Y) et le code C/A. Le premier de ces deux signaux est destiné aux applications militaires tandis que le second est disponible au grand public. Afin de simplifier la démarche dans le cadre de ce travail de maîtrise, l'analyse n'est effectuée que sur le code civil (C/A) situé dans la bande des fréquences L1 (Figure 5). Le principe de modulation du signal C/A adapté au simulateur peut se résumer au schéma présenté à la Figure 20. Le générateur du code pseudo-aléatoire génère une séquence binaire  $s(t)$  qui est par la suite multipliée avec les données binaires  $d(t)$  pour former le signal modulé  $s(t)d(t)$ .

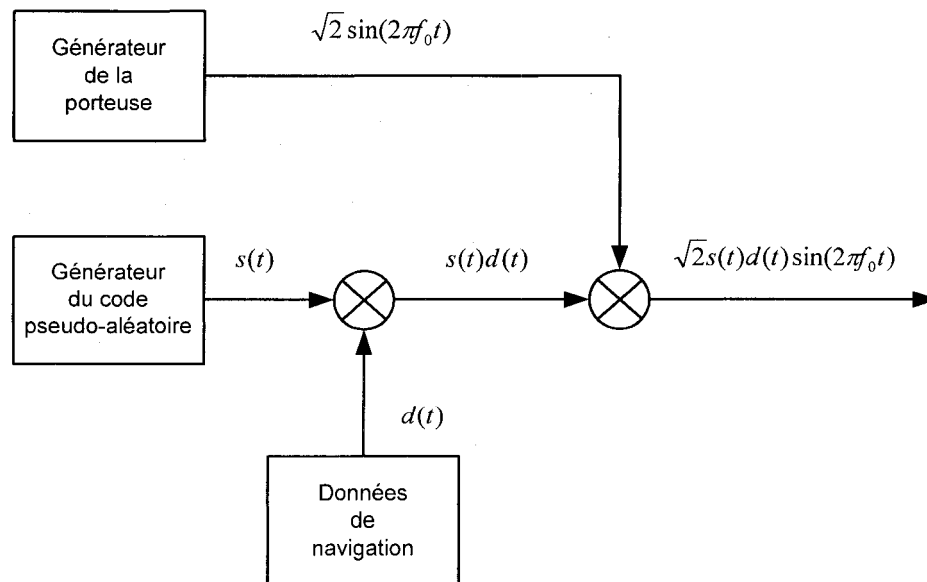


Figure 20 Schéma de modulation du code C/A

Ce signal, à son tour, module la porteuse en changeant la phase de  $180^\circ$  chaque fois qu'il y a une transition des bits dans le signal  $s(t)d(t)$ . Il faut remarquer que tous les signaux impliqués dans le schéma de génération sont bipolaires. La Figure 21 démontre le fonctionnement du schéma de modulation présenté. Les codes pseudo-aléatoires utilisés dans le système GPS sont les codes de Gold. L'avantage des codes de Gold est qu'ils assurent un faible niveau d'intercorrélation entre tous les codes de la même famille et qu'on peut trouver un grand nombre de codes avec des bonnes propriétés de corrélation qui sont similaires. Tous les codes sélectionnés pour le système GPS font partie de ce nombre. Le code de Gold est généré par la somme en modulo deux des deux séquences pseudo-aléatoires (G1 et G2) d'une longueur de 1023 bribes chacune. Les deux séquences G1 et G2 sont générées par des registres à décalages d'une longueur de 10. Ces derniers sont commandés par une horloge de 1.023 MHz. Le schéma bloc du générateur de code de Gold est présenté sur la Figure 22 (Tsui, 2000)

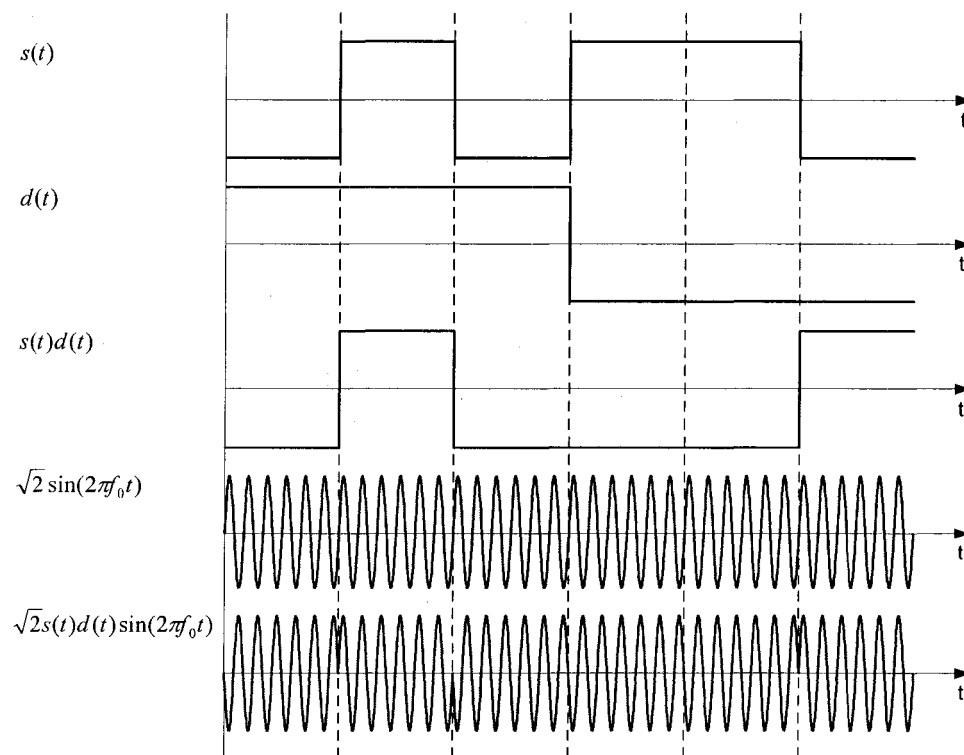


Figure 21 Modulation du signal C/A



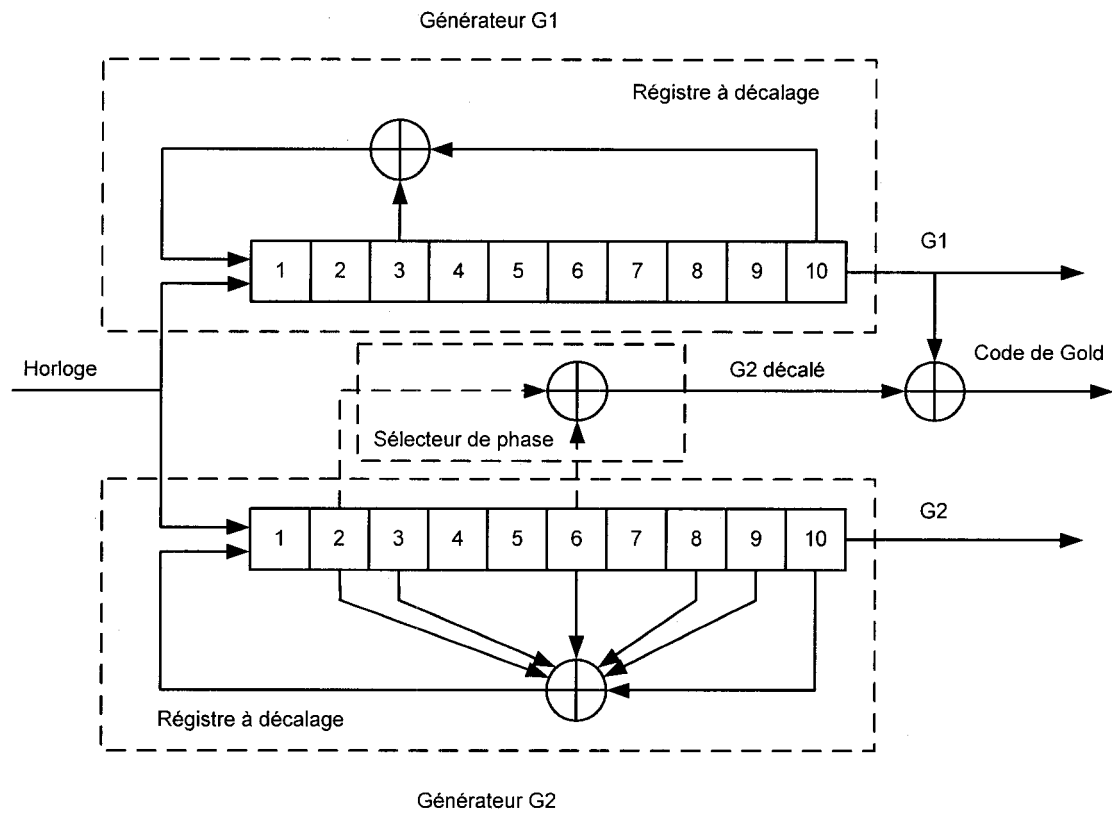


Figure 22 Générateur des codes de Gold

Dans le cas général, si le registre est composé de  $n$  étages, la longueur maximale de la séquence générée par les registres est de  $2^n - 1$  bribes. Pour les codes de Gold utilisés dans le GPS,  $n = 10$  et donc la longueur des codes générés est de 1023 bribes. La signature des séquences générées par les registres est déterminée par la position des bribes impliquées dans la rétroaction. Cette rétroaction se fait par la somme en modulo deux des deux ou plusieurs bits du registre à décalage. Par exemple pour le générateur G1, la rétroaction se fait à partir des bits 3 et 10 et le polynôme correspondant peut s'écrire comme G1 :  $1 + x^3 + x^{10}$ . Pour le générateur G2 cette rétroaction se fait sur les bits 2, 3, 6, 8, 9 et 10. Le polynôme correspondant peut s'écrire comme G2 :  $1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$ . En général, la sortie du dernier bit du registre à décalage est la sortie de la séquence (G1 ou G2). Mais pour former le code de Gold, on addition la séquence G1

plutôt avec la séquence G2 décalée. Ce décalage est effectué par la somme en modulo deux des deux bribes du générateur G2. La position de ces bribes détermine la valeur de ce décalage qui à son tour détermine le numéro du code de Gold. Par exemple, afin de générer le code numéro 1, on doit décaler la séquence G2 de 5 bribes. Dans ce cas, les dix premières bribes du code de Gold généré vont avoir la forme binaire suivante : 1100100000. Pour générer la famille des codes C/A utilisés dans GPS, on utilise 32 codes de Gold dont les paramètres sont présentés dans le tableau 4.2 de Kaplan (1996). La description en forme octale des dix premières bribes des codes peut servir pour vérifier si les codes désirés sont générés correctement. Le spectre du code C/A ainsi obtenu et sa fonction de corrélation ont des propriétés particulières qui vont être analysées sous peu dans ce qui suit. Tout d'abord, le code C/A est un code périodique avec une période de 1023 bribes. Pour un taux de transmission de 1.023 Mbps, sa période  $T_c$  est égale à  $1023 \times 1/1.023 \times 10^6 \text{ Hz} = 0.001 \text{ s}$ . Donc le spectre du signal C/A n'est pas continu mais composé des raies distancées de 1 KHz. La forme du spectre du code C/A est présentée à la Figure 23. Normalement, les raies du spectre ne suivent pas rigoureusement l'enveloppe désignée. De plus, pour les autres codes utilisés, même si les raies occupent les mêmes positions, les amplitudes de ces raies varient d'un code à l'autre.

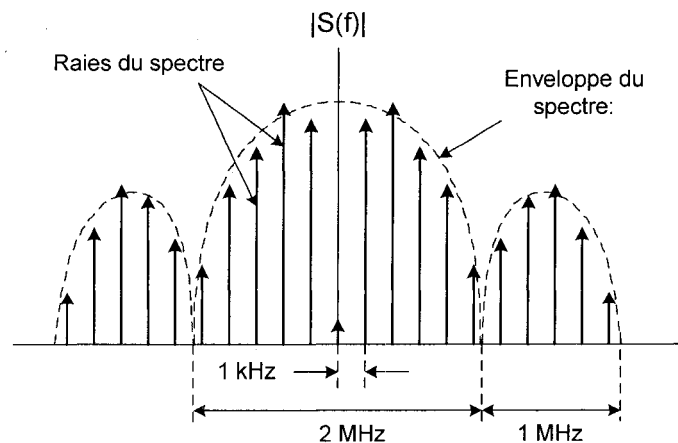


Figure 23 Composition du spectre du code C/A

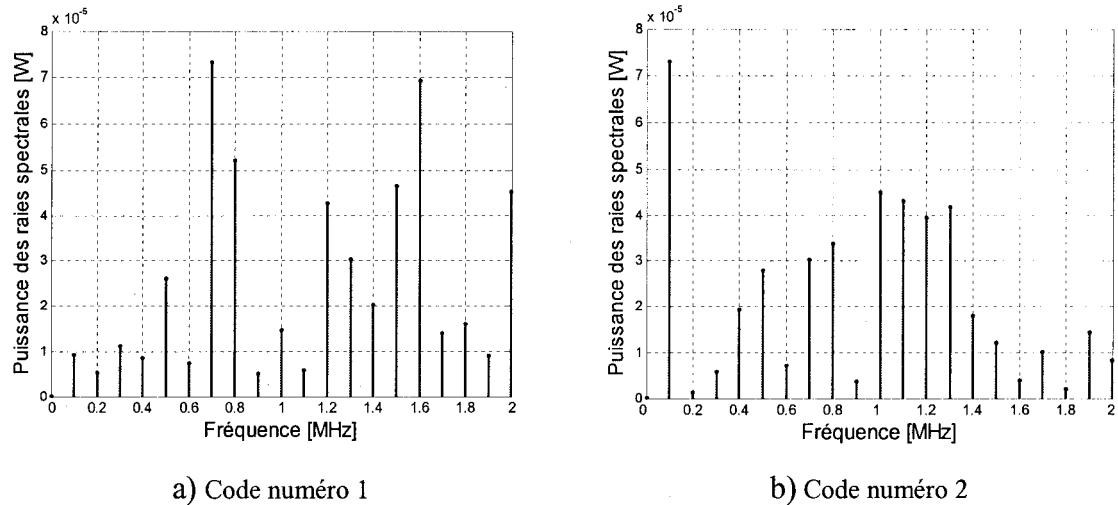


Figure 24 Comparaison des raies spectrales des codes de Gold

La Figure 24 représente les 20 premières raies spectrales pour les deux codes de Gold ayant une puissance unitaire et un taux de génération de 1.023 Mbps. Conformément à la Figure 24, on peut constater que la répartition de la puissance entre les raies pour le code numéro 1 est fortement différente de celle pour le code numéro 2. L'enveloppe du spectre du code de Gold est définie par l'expression suivante (Parkinson, 1996) :

$$S(f) = \frac{1}{f_c} \left[ \frac{\sin(\pi f / f_c)}{\pi f / f_c} \right]^2 \quad (2.5)$$

La valeur maximale de cette enveloppe pour le code C/A est égale à -60.1 dBc. La Figure 25a démontre la répartition de la puissance des raies spectrales par rapport à l'enveloppe du spectre dans le lobe principal du code C/A. Il faut mentionner que les codes de Gold choisis pour le GPS sont des codes balancés. Ceci signifie que le nombre de uns dans la séquence du code dépasse le nombre de zéros par une unité. En conséquence, la puissance de la raie sur la fréquence 0 est plus faible de 60.2 dB par rapport à la valeur maximale de la puissance (Parkinson, 1996).

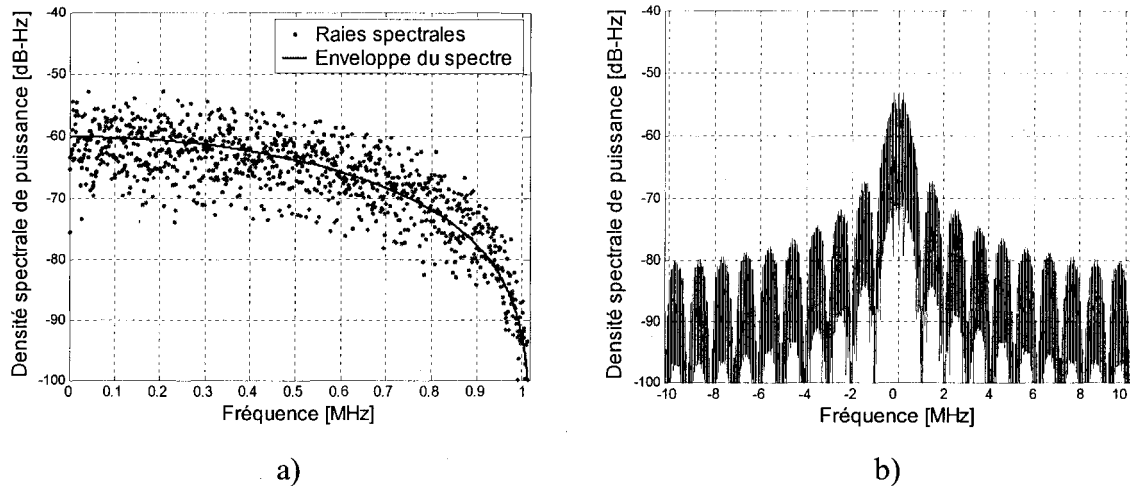


Figure 25 a) Répartition des raies et b) spectre C/A dans la bande 20.46 MHz

Normalement le signal GPS actuel est filtré dans une bande de 20.46 MHz (Parkinson, 1996), tout juste pour passer le lob principal du code P qui, rappelons le, est transmis avec un taux de 10.23 Mbps. Pour le code C/A dans ce cas, étant donnée que son taux de transmission est égal à 1.023 Mbps, le spectre du signal est composé du lobe principal avec les dix lobes latéraux conformément à la Figure 25b. Il est très important de mentionner, que la structure interne (position des raies) du spectre du code de Gold ne change pas avec la modulation due à la séquence des données de 50 Hz. La séquence binaire des données de navigation transmises change seulement la répartition de la puissance dans les raies du spectre et ce changement ne se produit que chaque 20 ms (Parkinson, 1996). Cette propriété est due au fait, que la séquence pseudo-aléatoire est parfaitement synchronisée avec les bits des données de navigation. Donc, durant au moins 20 ms, le spectre du signal C/A reste inchangé. Par contre, la position des raies dans le spectre tout comme la répartition de la puissance parmi les raies, peut fortement changer en présence de l'effet Doppler. Une des plus importante propriété du code C/A est la propriété d'autocorrélation. Une grande valeur de l'autocorrélation et une faible valeur de l'intercorrrelation peuvent assurer une grande marge de variation dynamique durant l'acquisition du signal. Afin de détecter un faible signal en présence d'un signal

plus fort, son pic d'autocorrélation doit être plus grand que le pic d'intercorrrelation pour le signal fort. Normalement, quand les codes pseudo-aléatoires sont orthogonaux, l'intercorrrelation entre les codes est égale à zéro. Les codes de Gold ne sont pas orthogonaux. En conséquence, la valeur du pic d'intercorrrelation, même s'il est faible, n'est pas égale à zéro. Les codes de Gold choisis pour le GPS ont trois niveaux du pic d'intercorrrelation qui sont résumés au Tableau I (Parkinson, 1996). Ces valeurs, normalisées par rapport au pic central, sont calculées pour une longueur du registre  $n$  égale à 10 et pour la longueur du code  $P$  égal à 1023 bribes. On peut voir, que le pic d'intercorrrelation le plus grand a une valeur de  $\approx -23.94$  dB par rapport au pic central. La probabilité d'occurrence est une valeur moyenne et elle varie d'un code à l'autre ce qui était constaté durant les simulations. Par exemple, pour l'intercorrrelation entre les codes 1 et 2, ces valeurs sont respectivement 14.1%, 73.4% et 12.5%. Dans le cas d'autocorrrelation pour le code 1, elles sont respectivement 11.7%, 76.5% et 11.7%.

Tableau I

Valeurs des pics d'intercorrrelation pour C/A

Niveau de corrélation normalisé	Probabilité d'occurrence
$\left  -\left[ \frac{2^{\frac{(n+2)}{2}} + 1}{P} \right] \right  = \left  -\left[ \frac{2^{\frac{(10+2)}{2}} + 1}{1023} \right] \right  = \left  -\frac{65}{1023} \right  \cong -23.94 \text{ dB}$	$\approx 12.5\%$
$\left  -\frac{1}{P} \right  = \left  -\frac{1}{1023} \right  \cong -60.21 \text{ dB}$	$\approx 75\%$
$\left[ \frac{2^{\frac{(n+2)}{2}} - 1}{P} \right] = \left[ \frac{2^{\frac{(10+2)}{2}} - 1}{1023} \right] = \frac{63}{1023} \cong -24.21 \text{ dB}$	$\approx 12.5\%$

L'occurrence du pic central est égale à 0.1% et cette valeur est exclue des calculs. La fonction de corrélation dans le domaine du temps discret, ce qui est le cas pour le récepteur numérique, a certaines particularités dont il est très important de les mentionner. Tout d'abord, c'est une corrélation circulaire et non une corrélation linéaire. La différence de base entre ces deux approches est que dans la corrélation circulaire, le décalage de la séquence est réalisée de façon cyclique en calculant l'indice de la séquence comme modulo  $N$  (Proakis, 1996). La corrélation circulaire peut être calculée de deux façons différentes : dans le domaine du temps ou dans le domaine des fréquences. Supposons deux séquences  $x(n)$  et  $y(n)$  de la même longueur  $N$ . La corrélation circulaire  $r_{xy}$  dans le domaine du temps et le domaine des fréquences se calcule conformément à l'expression (2.6) et (2.7) respectivement (Proakis, 1996):

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y^*((n-l))_N \quad (2.6)$$

$$r_{xy}(l) = \text{real}\{DFT^{-1}[X(k)Y^*(k)]\} \quad (2.7)$$

Ici,

- $X(k)$  = transformée de Fourier discret de séquence  $x(n)$ ;
- $Y(k)$  = transformée de Fourier discret de séquence  $y(n)$ ;
- $Y^*(k)$  = transformée de Fourier discret de séquence  $y(n)$  conjuguée;
- $DFT^{-1}$  = transformée de Fourier discrète inverse;
- $\text{real}$  = partie réelle de l'expression correspondante.

Les deux approches peuvent être implémentées dans le récepteur afin de calculer la corrélation entre le signal reçu et la réplique générée dans le récepteur. Dans les récepteurs GPS conventionnels, on utilise plutôt l'expression (2.6) avec  $l = 0$  et pour un signal réel, cette expression est équivalente à une somme des produits réalisés dans un seul point. Par contre, l'expression (2.7) peut être utilisée pour trouver la corrélation des deux séquences sur toute la longueur du code afin d'assurer une acquisition rapide du

signal. L'expression (2.7) est utilisée afin de simuler la fonction de corrélation circulaire pour les codes pseudo-aléatoires. La Figure 26 (a) représentent la fonction de corrélation non normalisée du code C/A numéro 1 avec lui-même et (b) avec le code C/A numéro 5. Il est nécessaire de connaître la forme du pic central afin d'estimer la précision d'acquisition requise du signal avant de procéder à la phase de poursuite. La Figure 26c représente le pic central de la fonction d'autocorrélation normalisée pour le code C/A numéro 1. Le pic de corrélation peut être déformé comme résultat de dégradation du signal dans le canal de transmission. La Figure 26d représente la forme du pic central en présence de multi-trajet.

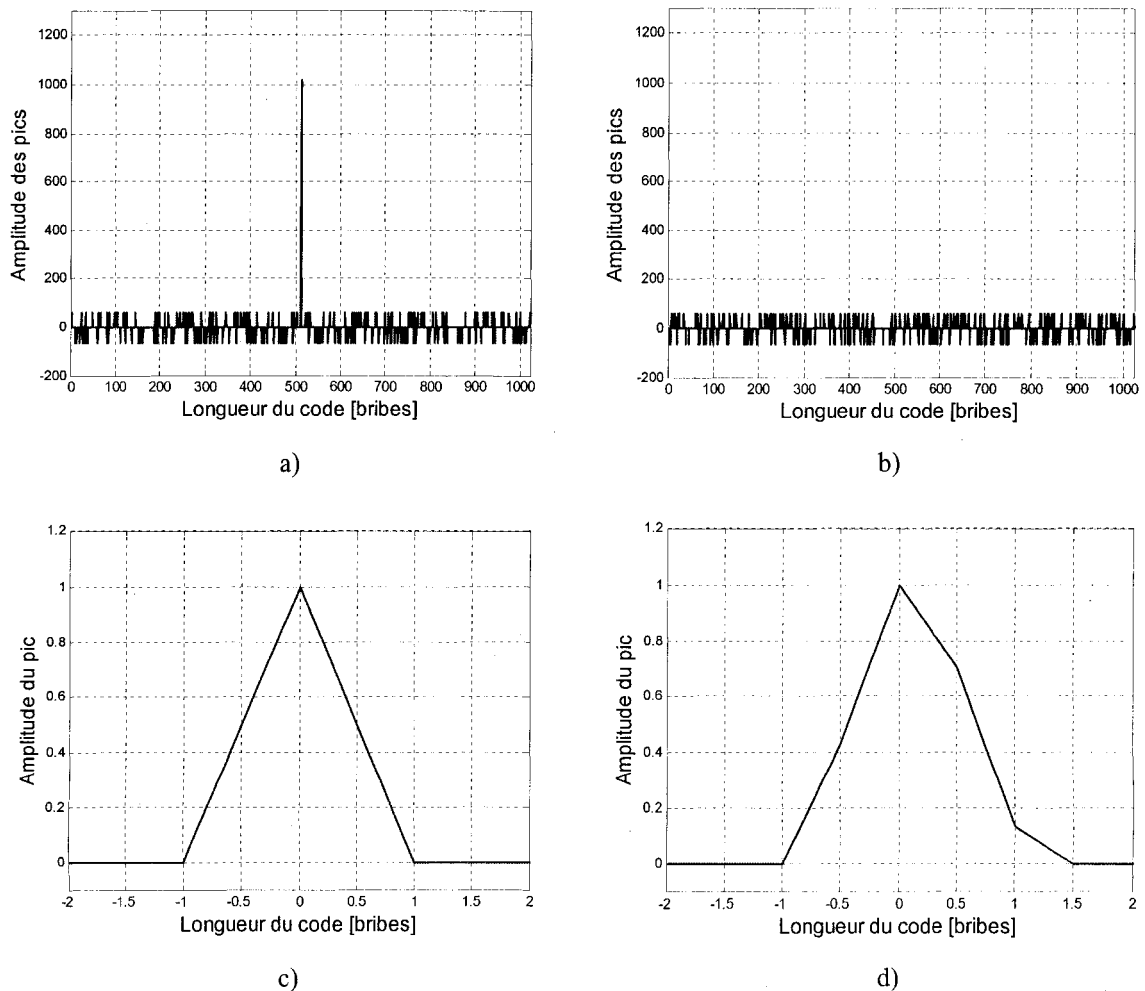


Figure 26 Fonction de corrélation du code C/A

En plus de déformer la forme du pic central de la fonction d'autocorrélation, les multi-trajets augmentent le niveau des lobes secondaires en réduisant ainsi la marge de variation dynamique dans le processus d'acquisition du signal. Dans l'exemple présenté, pour la puissance de l'onde réfléchie égale à -10 dB, les lobes secondaires ont augmentés de 1.1 dB. Le même phénomène se produit en présence du bruit thermique ou en présence de plusieurs signaux à l'entrée du récepteur.

Dans le système GPS, plusieurs signaux sont transmis sur la même fréquence porteuse. Afin d'accéder à ces signaux, on utilise le principe CDMA possible dans les systèmes à étalement spectral. Ce principe permet la transmission de plusieurs signaux sur exactement la même porteuse avec une interférence minimale entre les signaux transmis. C'est très important car il est possible de recevoir simultanément 11 signaux GPS de 11 satellites différents sur la même fréquence.

Comme il était déjà mentionné, les interférences entre les signaux transmis sont faibles mais pour un grand nombre de signaux, ils peuvent être non négligeables. L'expression (2.8) démontre l'impact du CDMA sur la densité spectrale du bruit en fonction du nombre de signaux utilisées (Parkinson, 1996).

$$N_{eq} = N_0 + \frac{2}{3}(M-1)\frac{P_s}{f_c} = N_0 \left[ 1 + \frac{2}{3}(M-1)\frac{P_s}{f_c N_0} \right] \quad (2.8)$$

Ici,

$N_{0eq}$  = densité spectrale équivalente du bruit;

$N_{eq}$  = densité spectrale du bruit;

$M$  = nombre des signaux;

$P_s$  = puissance du signal;

$f_c$  = taux du code pseudo-aléatoire.



Dans l'expression (2.8), on suppose que la bande du signal n'est pas limitée en fréquence. Pour une bande limitée au lobe principal du spectre, le facteur  $2/3$  prend la valeur de 0.815 et dans le pire des cas où tous les codes à l'entrée sont alignés, il prend la valeur de 1.

Pour le code C/A, la puissance minimale estimée  $P_s$  à l'entrée du récepteur est de -160 dBW. La valeur typique de la densité spectrale du bruit  $N_0$  dans le récepteur GPS est de -05.2 dBW/Hz. Dans ce cas, pour la valeur maximale de 11 satellites en vue ( $M = 11$ ), la densité spectrale du bruit est dégradée par un facteur  $k$  égale à 0.8 dB conformément à l'expression suivante :

$$k = \left[ 1 + \frac{2}{3}(M-1) \frac{P_s}{f_c N_0} \right] = 1 + \frac{2}{3} \cdot 10 \cdot \frac{10^{-16} \text{ W}}{1.023 \times 10^6 \text{ Hz} \cdot 10^{-20.52} \text{ W/Hz}} = 1.216 \quad (2.9)$$

En réalité à cause du fait que les puissances des signaux à l'entrée du récepteur ne sont pas égales et que le spectre du signal C/A est composé de raies, la dégradation est encore plus grande. La valeur de la densité spectrale du bruit est très importante, car elle entre dans le calcul du rapport de la puissance effective de la porteuse du signal reçu  $C$  sur la densité spectrale du bruit  $N_0$ . Ce rapport est appelé  $C/N_0$  (*Signal to Power Density Noise Ratio*).

Le rapport  $C/N_0$  est un paramètre clé qui détermine les performances du récepteur GPS. La valeur  $C$  est égale à la puissance du signal reçu  $P_c$  à l'entrée, atténuée dans la ligne de transmission du récepteur. Dans certaines références (Parkinson, 1996), la valeur  $C$  est considérée égale à -160 dBW et le rapport  $C/N_0$  égale à 45.2 dB-Hz. Ce rapport augmente avec les angles d'élévations et avec le lancement des nouveaux satellites, il peut atteindre la valeur de 51.5 dB-Hz. (Compte tenu du fait que la puissance émise par le satellite a tendance à diminuer avec le temps, la puissance des nouveaux satellites peut être augmentée de 6 dB) (Parkinson, 1996).

### 2.2.2.2 Propriétés des signaux du système Galiléo

La toute première introduction dans les propriétés des signaux du système de navigation Galiléo a été réalisée dans le chapitre 1. Dans ce qui suit, ces signaux sont analysés plus en détail et l'accent est mis sur la description des propriétés des nouveaux types de codes. À la différence du système GPS, dans le système de navigation Galiléo on utilise un nouveau type des signaux utilisant la modulation BOC. Dans ce type de modulation, le signal pseudo-aléatoire, utilisé dans le processus d'étalement spectral, sert à moduler une sous-porteuse de forme carrée. Il faut mentionner que les deux signaux en question doivent être parfaitement synchrones. Afin de désigner les paramètres du signal ainsi obtenu, on utilise l'expression  $\text{BOC}(n,m)$ . Ici  $n$  représente la fréquence de sous-porteuse (onde carrée) et  $m$  – le taux du code pseudo-aléatoire. La Figure 27 représente le schéma de génération du  $\text{BOC}(n,m)$ . Dans l'exemple de la Figure 27, le générateur de l'onde carrée a la même fréquence que le taux de transmission du générateur de code pseudo-aléatoire. Ainsi, dans une bribe du code, on a un cycle de l'onde carrée.

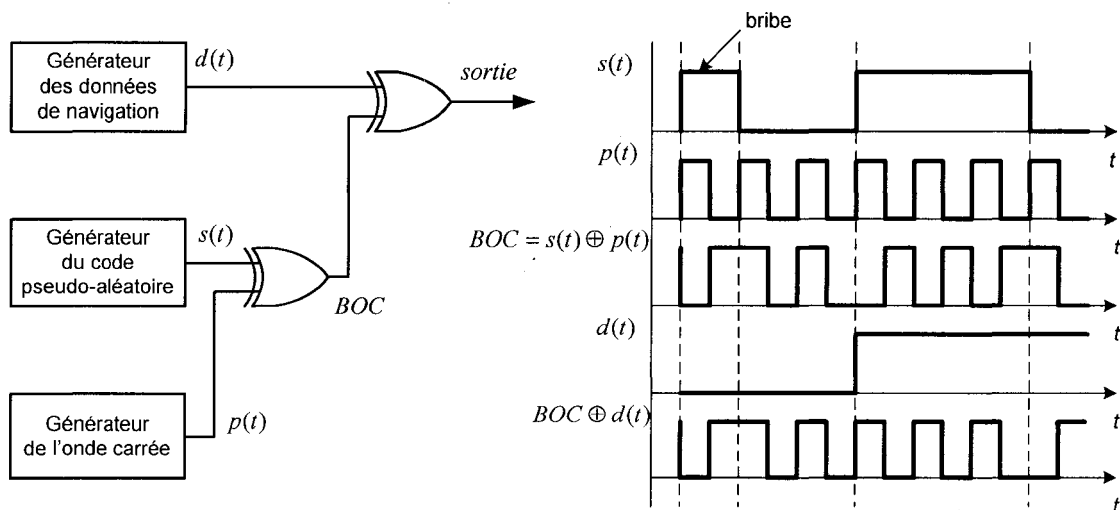


Figure 27 Principe de génération du signal BOC

Par exemple, si le taux du signal pseudo-aléatoire est égal à 2.046 Mbps, la fréquence de l'onde carrée est de 2.046 MHz. Afin de simplifier la notation, on marque le signal obtenu comme BOC(2,2). Car les valeurs des fréquences choisies sont multiples de 1.023 MHz (taux du code C/A), les chiffres entre parenthèses désignent plutôt les coefficients de multiplications. Compte tenu du fait que les bribes du code pseudo-aléatoire doivent être toujours synchronisées avec l'onde carrée, la fréquence de cette dernière est un multiple du taux du code pseudo-aléatoire. Présentement, dans la bande E2-L1-E1 du système de navigation Galiléo, les suivants signaux sont proposés (Hein, 2002) : BOC(2,2), BOC(14,2) et BOC(10,5). Les plus importantes caractéristiques des codes BOC sont le spectre du signal et la fonction de corrélation. L'enveloppe du spectre des signaux BOC( $n,m$ ) mentionnés est calculée par l'expression suivante (Betz, 1999):

$$G_{BOC(n,m)}(f) = m \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2n}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{m}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2n}\right)} \right]^2 \quad (2.10)$$

Ici,

$n$  = fréquence de l'onde carrée ;

$m$  = taux du code pseudo-aléatoire.

Le spectre du signal tout comme la fonction de corrélation des signaux BOC( $n,m$ ) dépendent des valeurs  $n$  et  $m$ . Comme nous l'avons déjà mentionné, ces valeurs sont des multiples de 1.023 MHz. Les spectres des signaux et les fonctions de corrélation respectives pour les signaux mentionnés sont présentés sur la Figure 28. Les lobes principaux du spectre du signal BOC( $n,m$ ) en fréquence de base se situent des deux côtés de l'origine et ces lobes sont centrés sur la fréquence  $n$ . La largeur de chaque lobe central est égale à  $2m$ . Les lobes latéraux ont une largeur de  $m$ , sauf pour le code BOC(2,2) où ils sont égaux à  $2m$ . Le code BOC(2,2) fait partie d'une famille de codes particuliers appelés *Manchester codes*. Pour ces codes, les coefficients  $n$  et  $m$  sont des

entiers et ces valeurs sont égales. La fonction d'autocorrélation des codes BOC( $n,m$ ) a aussi des particularités par rapport au code C/A. Premièrement, cette fonction possède plusieurs pics de corrélation limités par l'enveloppe du pic central du code pseudo-aléatoire utilisé et deuxièmement, cette enveloppe est bipolaire. Le nombre de pics dans l'enveloppe dépend des paramètres  $n$  et  $m$ . Pour les codes BOC(2,2), BOC(14,2) et BOC(10,5), le nombre de pics respectifs est de 3, 27 et 7. La largeur du pic central  $\tau_c$  de la fonction de corrélation dépend du rapport entre les paramètres  $n$  et  $m$  et cette valeur se calcule conformément à l'expression suivante (Ries, 2002b) :

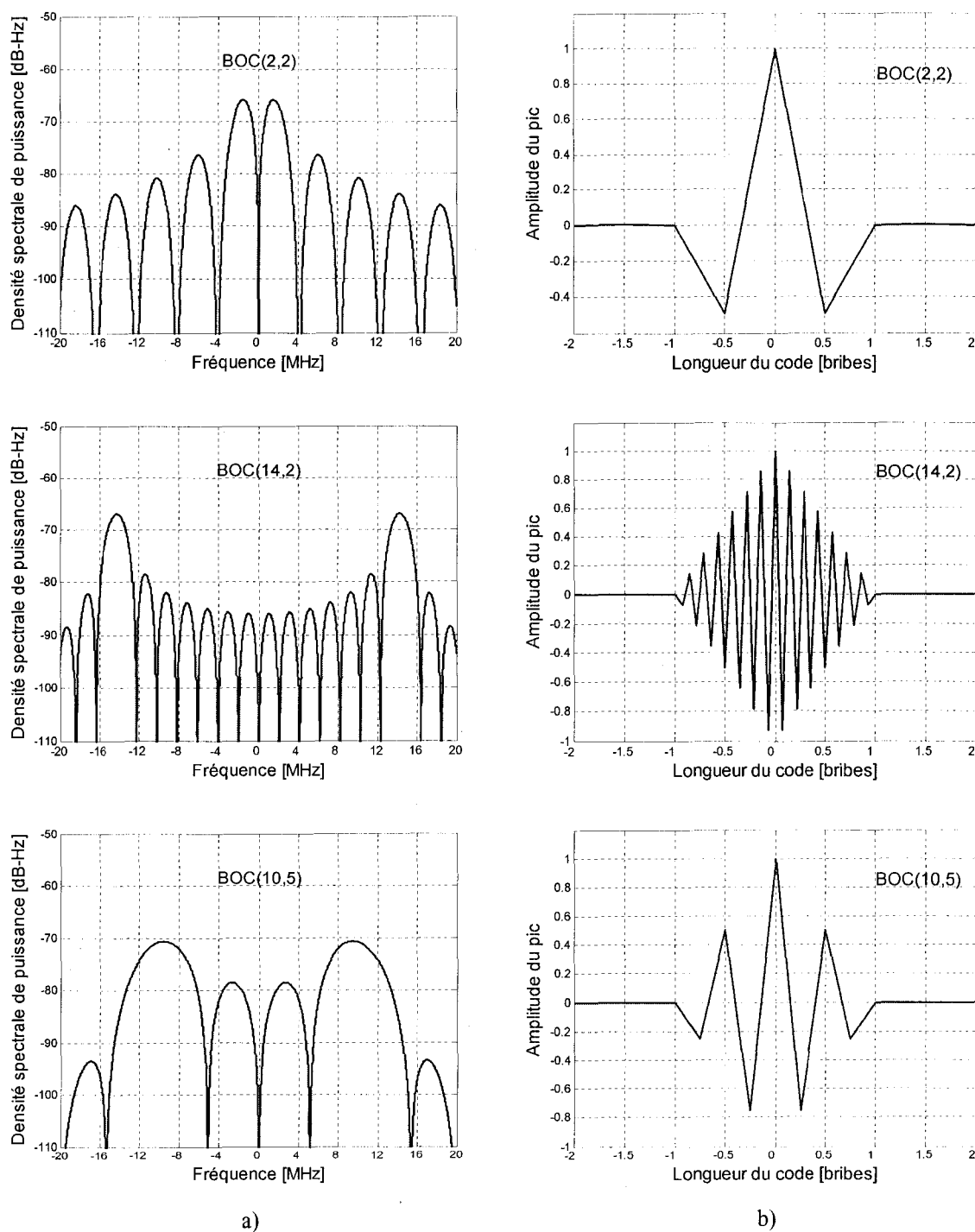
$$\tau_c = \frac{2}{4 \frac{n}{m}} \text{ (bribes)} \quad (2.11)$$

Conformément à l'expression (2.11), l'augmentation de la fréquence de l'onde portée par rapport au taux du code pseudo-aléatoire diminue la largeur du pic central de la fonction de corrélation et potentiellement augmente la précision de mesure de la phase du code reçu dans les récepteurs. Le rapport  $n/m$  a encore d'autres conséquences concernant l'implémentation des boucles de code pour les nouveaux types de signaux qui seront analysées dans la partie reliée à l'architecture des récepteurs Galiléo.

Une autre particularité des signaux du système Galiléo dans la bande E2-L1-E1, concerne la façon dont les signaux BOC( $n,m$ ), mentionnés ci-haut, sont transmis. En fait, dans la bande mentionnée, les codes suivants sont utilisés :

- A. Signal BOC(2,2) modulé avec les données de navigation;
- B. Signal BOC(2,2) non modulé avec les données;
- C. Signal BOC(14,2) ou BOC(10,5) modulé avec les données de navigation.

Afin d'assurer une enveloppe constante du signal mélangé et réduire les pertes dues à l'intercorrélation, plusieurs schémas de modulation ont été proposés. Présentement, l'accent a été mis sur la modulation appelée *Modified Hexaphase modulation* ou *Interplex modulation*.



a) Spectre des signaux BOC(n,m) et b) les fonctions de corrélation correspondantes

Le principe de la modulation hexaphase était présenté dans le sous-chapitre 1.4 (Figure 16). Rappelons que ce type de modulation permet de garder l'enveloppe du signal mixte constante et de réduire les interférences entre les signaux transmis. Les codes du système de navigation Galiléo utilisés dans la bande E2-L1-E1 ont aussi des particularités dont il est important de souligner. Ces signaux, appelés *Tiered Codes*, sont formés de modulation des deux codes suivants : le code primaire, qui représente le code de Gold et le code secondaire qui est une séquence prédéterminée (Hollreiser, 2003). Les caractéristiques de ces codes sont présentées au Tableau II.

Tableau II

Propriétés des signaux dans la bande E2-L1-E1

Type du code	Puissance du signal (dBW)	Taux des données de navigation (sps)	Durée du code (ms)	Longueur du code primaire (bribes)	Longueur du code secondaire (bribes)
BOC(n,m)	-155	-	-	-	-
BOC(2,2)	-158 (-160)	250	4	8184	-
BOC(2,2)	-158 (-160)	pas des données	100	8184	25

Le code, obtenu en résultat de modulation des codes primaire et secondaire, a la longueur qui correspond au plus long code (secondaire) qui dans notre cas est égale à 100 ms. Les autres approches sont aussi envisagées et sont présentement à l'étude (ex. utilisation des codes de longueurs différentes sur les voies en phase et en quadrature). Dans le cadre de ce travail, on considère le type du code mentionné ci-haut (*Tiered Code*). Parmi les trois signaux transmis dans la bande E2-L1-E1, deux sont modulés avec les données de navigation et un signal (BOC(2,2)) est transmis sans la modulation avec les données. Ce dernier est appelé signal pilote et il sert à augmenter les performances du récepteur d'une façon qui sera décrit dans le sous chapitre 2.4.

### 2.3 Architecture générique du récepteur GPS

En général, l'architecture d'un récepteur de navigation, qu'il soit du système GPS ou Galiléo, est basée sur les propriétés des signaux utilisés. La structure et les propriétés du signal C/A du système GPS ont été décrites dans le sous-chapitre 2.1. Rappelons qu'afin de soustraire l'information utile (données de navigation), deux opérations majeures doivent être effectuées : la transposition du signal reçu en bande de base et le désétalement du spectre. Dans la majorité des cas, ces opérations peuvent être effectuées en utilisant le traitement numérique des signaux. Les deux approches générales utilisées le plus souvent dans la conception des récepteurs numériques sont présentées à la Figure 29. Dans les deux cas, le signal analogique est numérisé avant le traitement des signaux et la fréquence d'échantillonnage est choisie conformément aux principes décrits dans le sous-chapitre 2.3.1.

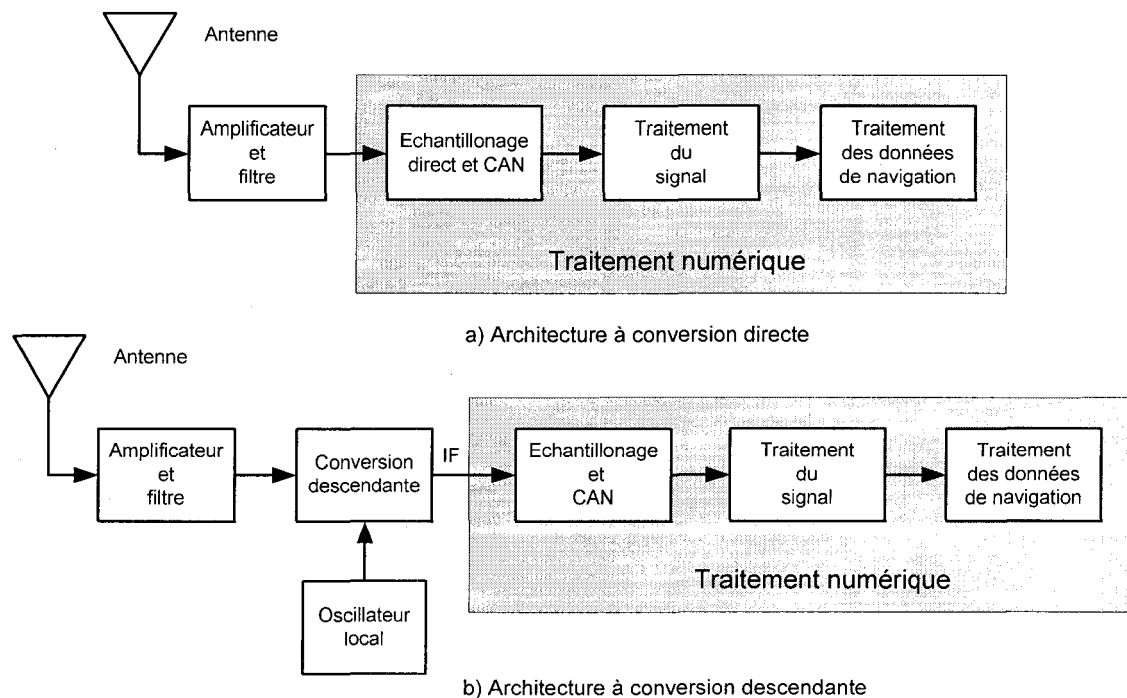


Figure 29 Schéma bloc générique du récepteur GPS

### 2.3.1 Fréquence d'échantillonnage dans une architecture GPS numérique

Comme nous l'avons déjà mentionné, dans le processus de numérisation d'un récepteur GPS, on retrouve principalement deux approches de bases. La première approche, appelée échantillonnage directe, est basée sur le fait que l'échantillonnage du signal est effectué sur la fréquence porteuse L1 toute suite à l'entrée du récepteur (Figure 29a). Dans le deuxième cas (Figure 29b), l'échantillonnage est appliqué au signal préalablement transposé sur une fréquence intermédiaire IF. Les deux approches ont chacun ces avantages et ces inconvénients. Si l'échantillonnage direct permet d'éliminer l'oscillateur local avec le mélangeur, il peut s'avérer très coûteux à cause des fréquences élevées (ex. 1575.42 MHz dans le cas du signal C/A). En plus, pour les fréquences mentionnées, il est difficile de concevoir des filtres à bandes étroites.

Dans le cas d'une conversion descendante, la fréquence intermédiaire est normalement beaucoup plus basse que la fréquence porteuse et donc l'amplification et la numérisation sont plus simples à réaliser. De plus, il est plus facile d'insérer le filtre à bande étroite. En revanche, l'utilisation de l'oscillateur local et du mélangeur (comme élément non linéaire), peut introduire des erreurs indésirables sur la fréquence. Normalement, la fréquence d'échantillonnage est reliée avec le taux du code pseudo-aléatoire (1.023 Mbps dans le cas du code C/A). Il est très important que la fréquence d'échantillonnage ne soit pas un multiple du taux du code utilisé. Autrement dit, elle ne doit pas être synchronisée avec le code. Par exemple, l'utilisation d'une fréquence d'échantillonnage de 5.115 MHz ( $5 \times 1.023$ ) pour le code C/A n'est pas un bon choix. Avec ce taux d'échantillonnage, le temps entre deux échantillons adjacents est égale à 195.5 ns ( $1/5.115$  MHz) ce qui correspond à une distance de 58.65 m. Evidemment, cette résolution ne permet pas de déterminer avec précision la position recherchée. Afin d'accroître la précision, deux solutions sont possibles : soit augmenter la fréquence d'échantillonnage (dans le cas où elle est un multiple du taux du code pseudo-aléatoire), soit utiliser un échantillonnage asynchrone. Le principe de ces deux approches est



expliqué à la Figure 30. Dans le cas représenté sur la Figure 30a, le décalage dans le temps de moins de 195.5 ns ne change pas l'enveloppe du signal. Donc, on ne peut pas obtenir une résolution meilleure que 195.5 ns. Il n'est pas de même pour un échantillonnage asynchrone (Figure 30b). Un décalage beaucoup plus petit change l'enveloppe du signal en permettant une mesure plus précise du positionnement.

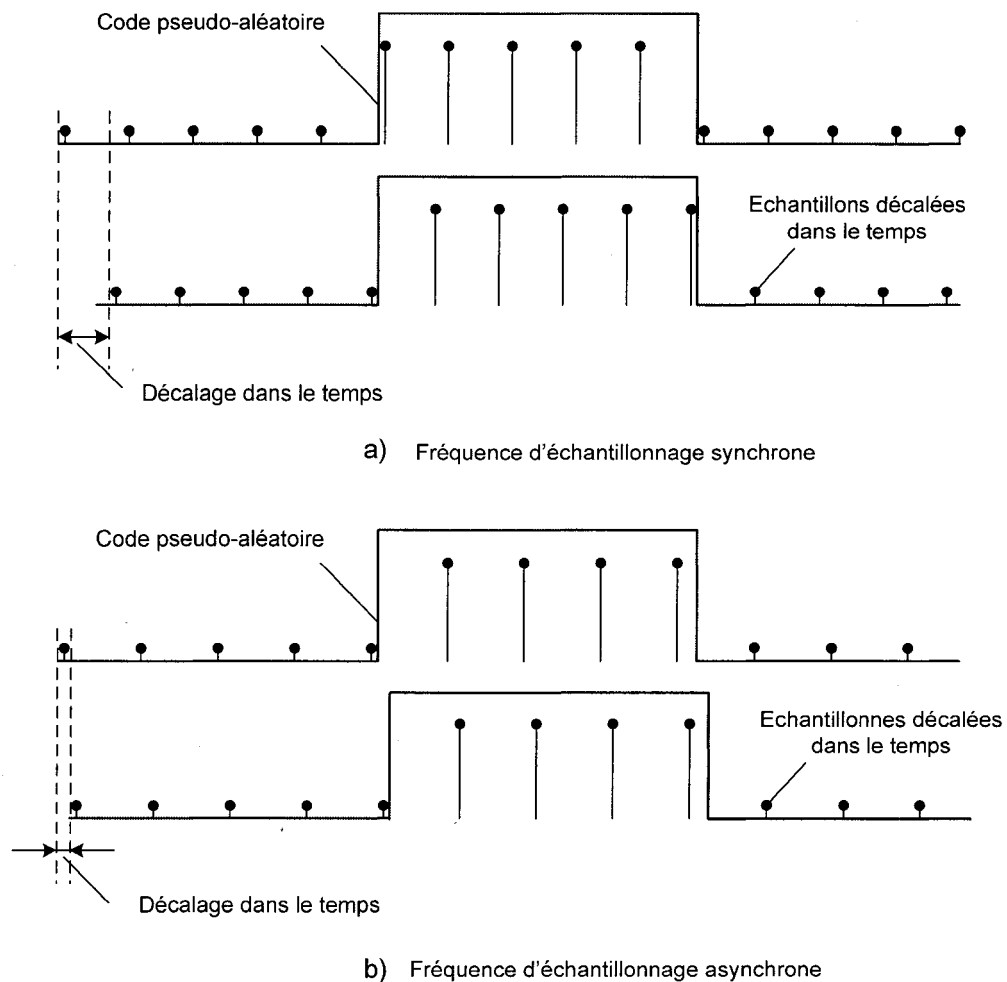


Figure 30 Relation entre la fréquence d'échantillonnage et le code

Dans la Figure 30b, la fréquence d'échantillonnage est plus petite que 5.115 MHz. Mais du fait qu'elle n'est pas synchronisée avec le code, un faible décalage dans le temps est suffisant pour changer l'enveloppe du signal est donc d'augmenter la précision. En plus

de prendre en considération le taux du code pseudo-aléatoire, il faut tenir compte de la fréquence Doppler introduite par le mouvement relatif entre le satellite et le mobile. La fréquence d'échantillonnage, dans ce cas, ne doit pas être un multiple de la somme du taux du code pseudo-aléatoire et la valeur de la fréquence Doppler pour les raisons déjà expliquées. Pour une fréquence d'échantillonnage  $f_s$ , la bande d'analyse est limitée à la valeur  $f_s/2$ . En autant que la largeur de la bande du signal en entrée restera inférieure à cette valeur, la loi de Nyquist sera respectée et le signal utile peut être récupérée sans distorsion. Donc pour un signal en bande de base, la fréquence d'échantillonnage doit être au moins la double de la plus grande fréquence à l'entrée. Pour une fréquence du signal en entrée  $f_i$  et une fréquence d'échantillonnage  $f_s$ , la fréquence de l'entrée se replie en bande de base avec une fréquence de sortie  $f_0$  qui est exprimée de façon suivante :

$$f_0 = f_i - n \frac{f_s}{2} \quad \text{et} \quad f_0 < \frac{f_i}{2} \quad (2.12)$$

Dans cette expression,  $n$  est un entier et la relation entre la fréquence de l'entrée et celle de sortie est présentée à la Figure 31.

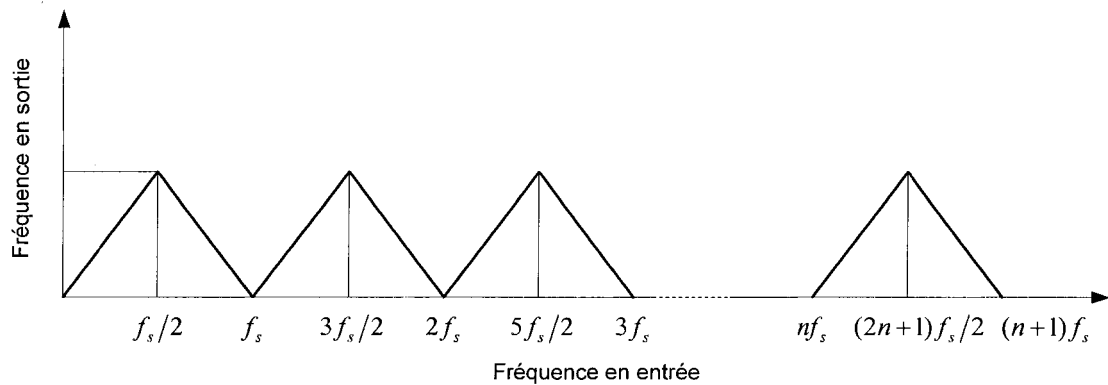


Figure 31 Relation entre la fréquence de sortie et la fréquence en entrée

Si la valeur de la fréquence en entrée se situe entre  $nf_s$  et  $(2n+1)f_s/2$ , la fréquence se replie en bande de base en mode de transition directe. Dans ce cas, la plus basse

fréquence du signal en entrée se transpose en plus basse fréquence de sortie. Pour les valeurs de la fréquence en entrée comprises entre  $(2n+1)f_s/2$  et  $(n+1)f_s$ , la transition se fait dans le mode inverse. C'est à dire, à une plus basse fréquence de l'entrée correspond une plus haute fréquence de sortie. Pour les applications réelles, il est préférable d'utiliser une fréquence d'échantillonnage minimale plus que double de la largeur de bande  $\Delta f$  du signal utile. Le plus souvent, la valeur de la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  est égale à  $2.5 \cdot \Delta f$ . Dans ces conditions, on peut se permettre des filtres avec des pentes moins abruptes et donc plus facile à concevoir. Dans le cas d'un signal C/A, par exemple, la valeur de la fréquence minimale d'échantillonnage se situe autour de 5 MHz. Le choix de la fréquence d'échantillonnage est faite conformément au principe décrit à la Figure 32.

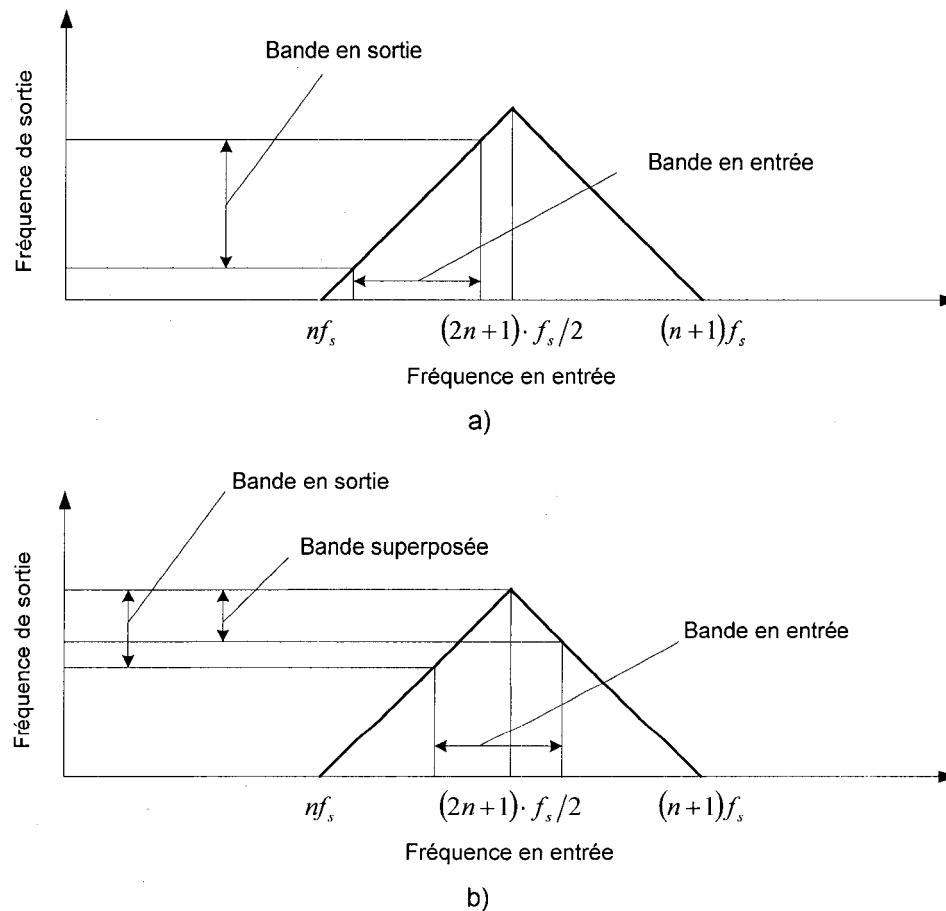


Figure 32 Principe de repliement du spectre

Dans le cas d'un repliement correct (Figure 32a), le signal en entrée est placé à peu près dans le centre de la bande de sortie et les largeurs de bandes sont approximativement égales. La Figure 32b représente un repliement incorrect où la bande en entrée ne se replie pas dans le centre de la bande en sortie. De plus, la largeur de la bande de sortie et celle de l'entrée ne sont pas égales. Afin d'assurer le bon fonctionnement, les relations suivantes doivent être respectées :

$$f_0 = f_i - n \frac{f_s}{2} \approx \frac{f_s}{4} \text{ et } f_s > 2\Delta f \quad (2.13)$$

L'expression de la partie gauche permet de placer le spectre du signal approximativement au centre de la fréquence de sortie tandis que la partie de droite nous permet de respecter la loi de Nyquist. À partir de l'expression (2.13), il est possible de calculer la fréquence d'échantillonnage en sachant la valeur de la fréquence en entrée et la largeur de la bande du signal utile. Il existe plusieurs solutions afin de choisir la bonne fréquence d'échantillonnage pour la conception du récepteur. Normalement, dans un récepteur GPS, la fréquence d'échantillonnage est choisie égale à 5 MHz. À partir de l'expression (2.13), la gamme des valeurs de la fréquence intermédiaire  $f_{IF}$  possible se calcule comme suit :

$$f_{IF} = 2.5n + 1.25 \text{ MHz} \quad (2.14)$$

Par exemple, pour  $n = 0$ , la valeur de la fréquence intermédiaire  $f_{IF}$  est égale à 1.25 MHz et pour  $n = 8$ , elle est égale à 21.25 MHz. Pour  $f_{IF}$  égale à 1.25 MHz, le signal occupe la bande de fréquence allant de 0.25 MHz à 2.25 MHz. Dans ce cas, le signal couvre plusieurs octaves de fréquences. Une largeur de bande d'une octave signifie que la valeur de la plus grande fréquence dans la bande est le double de la fréquence minimale. D'après la pratique commune dans la conception des récepteurs, la largeur de la bande doit être inférieure à une octave afin de minimiser l'impact des harmoniques des

fréquences générées par le mélangeur. Dans ce sens, il est préférable de choisir la valeur  $f_{IF}$  égale à 21.25 MHz car la bande de fréquence occupée sera de 20.25 MHz à 22.25 MHz ce qui est inférieure à une octave.

Dans le cas d'un échantillonnage direct, la fréquence du signal en entrée est fixe (1575.42 MHz pour le système GPS) et donc conformément au (2.13), on choisit les bonnes valeurs de la fréquence d'échantillonnage comme suit :

$$f_s = \frac{6301.68}{1+2n} \text{ (MHz)} \quad (2.15)$$

La valeur la plus proche de 5 MHz est obtenue avec  $n = 630$ . Dans ce cas, la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  est égale à 4.9974 MHz et le signal est transposé avec une fréquence centrale de 1.2493 MHz. Actuellement, l'échantillonnage direct est plus difficile à réaliser que l'échantillonnage avec une conversion descendante, mais avec le progrès technologique, cette approche peut s'avérer plus attractive à cause de sa simplicité. De plus, l'échantillonnage direct permet de replier plusieurs signaux en bande de base ce qui peut être très intéressant dans la conception des récepteurs multifréquences ou des récepteurs hybrides. La Figure 33 illustre le principe de ce concept.

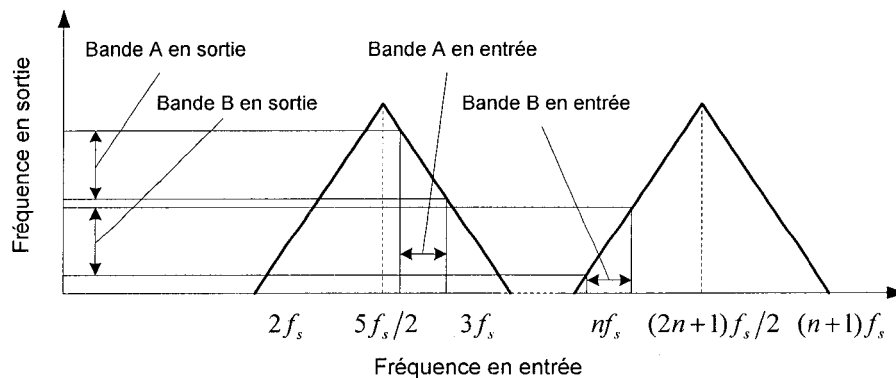


Figure 33 Principe de repliement de plusieurs signaux

Dans le présent cas, les deux signaux en entrée sont repliés en bandes de sortie différentes. Cette approche nous permet de garder un bon rapport signal sur bruit (le bruit dans les deux bandes étant séparé) mais demande une plus grande fréquence d'échantillonnage car la bande de sortie résultante est la somme des bandes A et B. Si une plus basse fréquence d'échantillonnage est exigée, on peut se permettre un recouvrement du spectre en prenant en considération les conséquences qui s'en suivent (ex. détérioration du rapport signal sur bruit, distorsion du spectre, etc.).

Tous les principes mentionnés ci-dessus sont utilisés dans la suite pour choisir la fréquence d'échantillonnage du récepteur GPS (Galiléo). Rappelons que la fréquence d'échantillonnage doit être reliée avec le taux de transmission du code pseudo-aléatoire d'un côté et la fréquence intermédiaire (porteuse) de l'autre.

#### ***2.3.1.1 Impact de la précision de la fréquence d'échantillonnage***

Dans les expressions concernant la fréquence d'échantillonnage, il était supposé que cette fréquence était absolument stable. En réalité, la fréquence d'échantillonnage a une précision limitée. L'instabilité de la fréquence d'échantillonnage a un certain impact sur les performances du récepteur. Dans la numérisation à conversion descendante analysée ci-haut, le signal en entrée à 21.25 MHz est replié en sortie avec une fréquence de 1.25 MHz. La fréquence d'échantillonnage utilisée, dans ce cas, était de 5 MHz. Supposons que la fréquence d'échantillonnage a une erreur de 100 Hz et donc  $f_s = 5\,000 \pm 100$  Hz. Conformément à l'expression (2.13), la fréquence centrale de sortie aura une valeur de 1 249 600 Hz. Donc, l'erreur de la fréquence d'échantillonnage de 100 Hz, dans ce cas, se traduit en une erreur de sortie de 400 Hz. Et ceci est obtenu pour un coefficient de transformation  $n = 8$ . Dans le cas d'un échantillonnage direct, l'erreur en sortie est encore plus importante. Reprenons l'exemple de la section précédente concernant l'échantillonnage direct du signal GPS à une fréquence en entrée de 1575.42 MHz. La fréquence d'échantillonnage calculée  $f_s$  avait une valeur de 4.9974 MHz. Dans ce cas, le

signal en entrée était replié en sortie avec une fréquence centrale de 1.2493 MHz. Le coefficient de transformation  $n$ , dans ce cas, avait une valeur de 630. Supposons maintenant la même erreur sur la fréquence d'échantillonnage que dans l'exemple précédent, soit 100 Hz. La fréquence d'échantillonnage, dans ce cas, prend la valeur de 4.9975 MHz. Conformément à l'expression (2.13), avec cette fréquence d'échantillonnage et le coefficient de transformation  $n = 630$ , la fréquence centrale de sortie sera égale à 1.2075 MHz. L'erreur à la sortie aura une valeur de 41 800 Hz ce qui est énorme. Cette erreur peut avoir des conséquences sévères sur l'acquisition du signal. En résumé, l'impact de l'instabilité de la fréquence d'échantillonnage est plus grand dans le cas d'échantillonnage direct que dans le cas de numérisation à conversion descendante. C'est un argument de plus en faveur de l'architecture à conversion descendante proposée dans le cadre du travail actuel.

### 2.3.2 Principe de fonctionnement du récepteur GPS

En se basant sur les propriétés du signal C/A et sur les principes décrits ci-haut, l'architecture recherchée du récepteur doit essentiellement assurer la génération de la réplique du signal reçu ayant la même phase et la même fréquence que le signal en entrée. De plus, en tenant compte du fait que la phase et la fréquence du signal en entrée sont sujettes de changement permanent (ex. détérioration dans le canal, mouvement relatif entre le satellite et le récepteur), le générateur de cette réplique doit être ajustable en conséquence. Du moment où la réplique ainsi générée est en phase avec le signal reçu, la corrélation entre ces deux signaux est maximale. Il faut dire, que la recherche de la phase et de la fréquence du signal reçu est un processus bidimensionnel. D'une part, il est appliqué à la porteuse du signal reçu et d'autre part, au code pseudo-aléatoire. Donc, en réalité, le récepteur doit générer deux signaux : la réplique de la porteuse et la réplique du code pseudo-aléatoire. Dans les récepteurs GPS actuels, cette fonction est remplie par deux dispositifs distincts : PLL (*Phase Locked Loop*) et DLL (*Delay Locked Loop*). Il est très important que les deux répliques soient en phase avec les signaux

correspondants à l'entrée du récepteur. La Figure 34 illustre l'impact des répliques mentionnées sur la détection du signal dans un récepteur GPS.

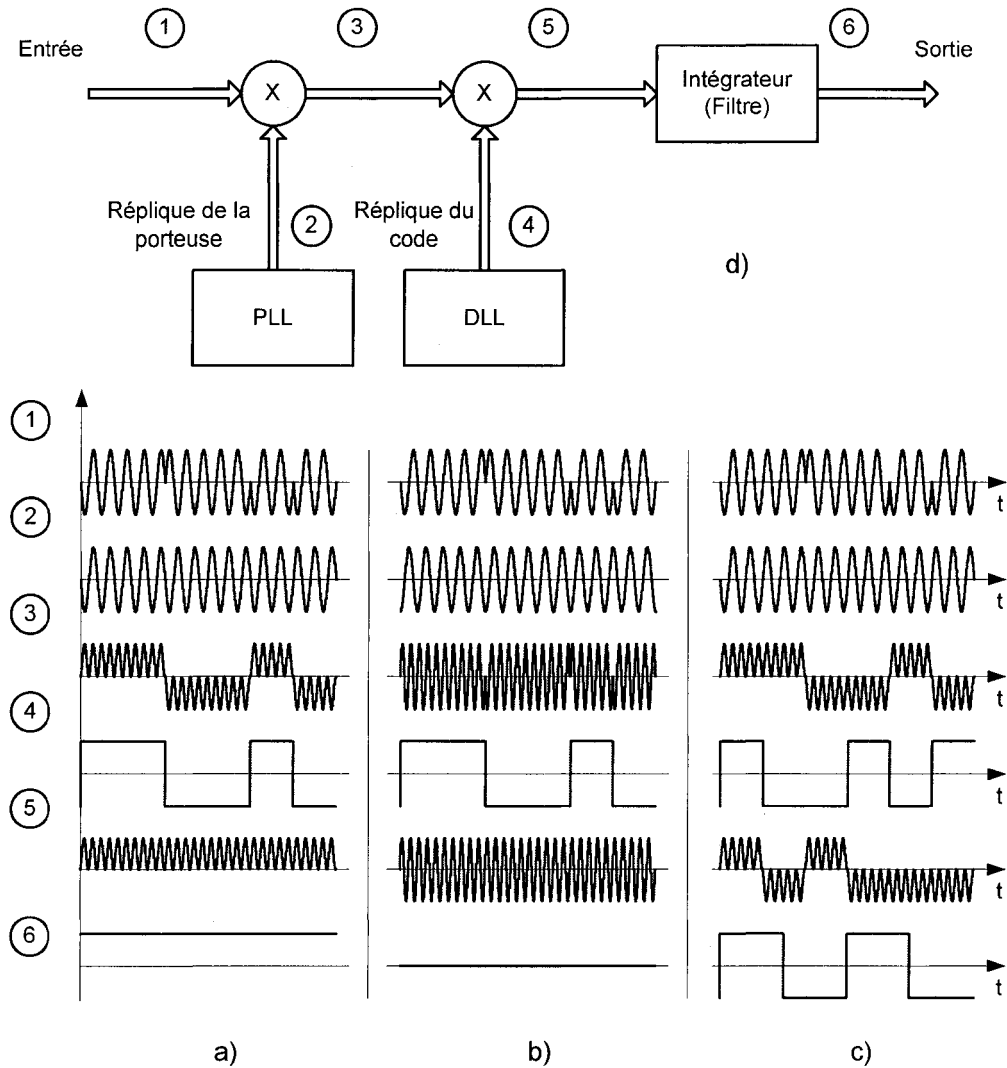


Figure 34 Impact des répliques sur la détection du signal GPS

Dans l'exemple présenté, on suppose que la porteuse n'est modulée que par le code pseudo-aléatoire sans données de navigation. Le point (1) de la Figure 34 représente le signal reçu tandis que les points (2) et (4) représentent les répliques de la porteuse et du code générées par PLL et DLL respectivement. Considérons les trois cas suivants :



- A. Toutes les répliques des signaux sont en phase;
- B. La réplique de la porteuse est déphasée, le code est en phase;
- C. La réplique de code est déphasée, la porteuse est en phase.

Dans le cas où la réplique de la porteuse, générée par PLL, est en phase avec le signal reçu par le récepteur, à la sortie (3), on retrouve le signal modulant ou autrement le code transmis (on suppose que les doubles fréquences sont filtrées). Si la réplique du code pseudo-aléatoire, générée par la DLL est la même que le code transmis et de plus, les deux codes sont en phase, alors la corrélation entre les deux signaux est maximale et à la sortie du filtre (6), on obtient une valeur proche d'une constante. Les formes des signaux dans ce cas sont représentées à la Figure 34a. Supposons maintenant que la réplique de la porteuse est déphasée par rapport au signal reçu, par exemple à une valeur de  $\pi/2$ . Malgré le fait que la réplique du code reste en phase avec le code reçu, la valeur de sortie de l'intégrateur est presque nulle comme on peut le constater sur la Figure 34b. En conséquence, le processus de démodulation sera compromis car le signal démodulé à la sortie du filtre ne corresponde pas au signal transmis. Il faut mentionner que l'intégrateur utilisé joue le rôle du filtre passe-bas. La Figure 34c représente le cas où la réplique du code ne correspond pas avec le code reçu. La sortie de l'intégrateur dans ce cas, représente une séquence aléatoire qui ne correspond pas au message transmis. Cette approche, même s'il est purement qualitatif, nous démontre déjà l'importance du bon fonctionnement de l'ensemble des boucles durant l'acquisition et le maintien de la phase du signal. Il faut rappeler que la défaillance du récepteur dans son intégrité commence au moment où la boucle PLL (DLL) n'est plus capable de fournir la réplique du signal en phase avec le signal reçu par le récepteur. Cela peut être dû aux différents facteurs dont les principaux sont les perturbations dynamiques, les brouilleurs et les multi-trajets. Une analyse de l'influence de ces facteurs sera réalisée plus loin dans le cadre de ce travail. Le schéma de l'interaction la plus commune entre les deux boucles (PLL et DLL) mentionnées est présenté sur la Figure 35. Sur ce schéma, le signal  $s_{TF}(t)$  représente le signal reçu par le récepteur transposé en fréquence en utilisant l'un ou l'autre des principes présentés à la Figure 29.

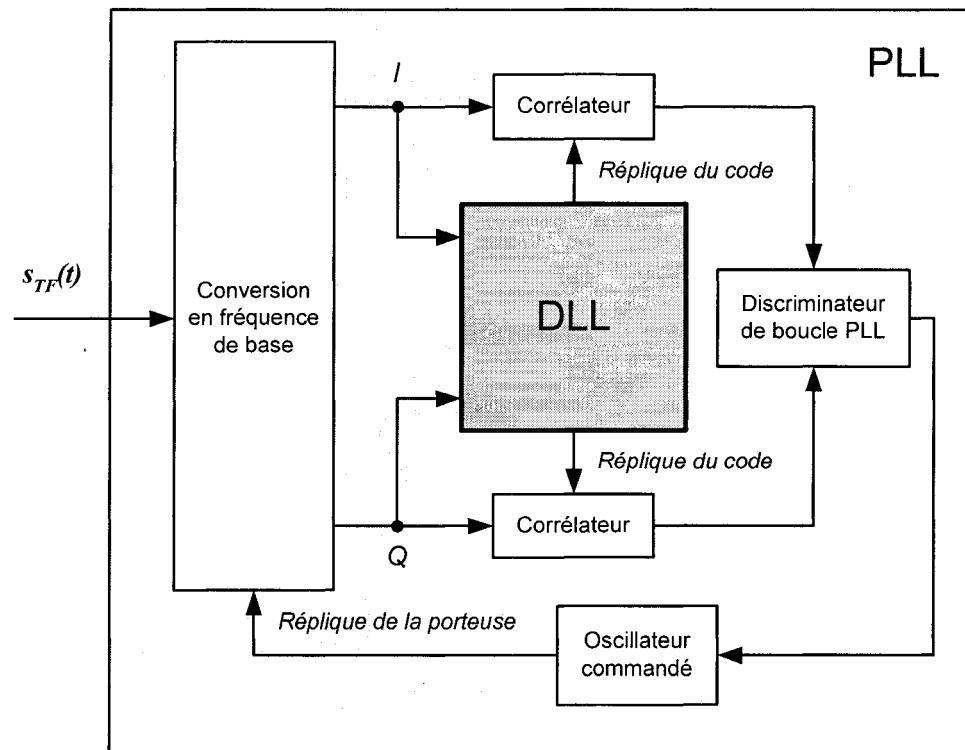


Figure 35 Principe de l'interaction entre les boucles PLL et DLL

Dans cette configuration, la boucle de code (DLL) est imbriquée dans la boucle de phase (PLL) de sorte que les signaux à la sortie des corrélateurs représentent l'erreur de phase entre le signal reçu et la réplique de la porteuse. Afin de générer la réplique du code, la DLL utilise comme entrée les signaux toute de suite après la conversion en fréquence de base. L'étude du fonctionnement de ces boucles dans différents environnements (ex. GPS, Galiléo, bruit, brouilleurs, multi-trajets etc.) est l'un des points majeurs de ce travail et il sera abordé en détail dans les chapitres qui suivent.

La plus grande majorité des récepteurs GPS actuels utilise l'approche de la Figure 29b. Rappelons, qu'actuellement, l'échantillonnage avec la conversion descendante est plus facile à réaliser car il est moins exigeant par rapport au CAN (convertisseur analogique-numérique) et par rapport à la stabilité de la fréquence d'échantillonnage. Par contre, avec les avancements technologiques, l'échantillonnage direct peut prendre des

avantages surtout dans la conception des récepteurs multifréquences et les récepteurs hybrides dans les bandes où les fréquences porteuses ont des valeurs différentes (Figure 33). Dans le cadre de ce travail, on suppose que le signal d'origine a été transposé à une fréquence proche de fréquence de base par une ou l'autre des méthodes déjà mentionnées (échantillonnage direct ou échantillonnage avec une conversion descendante). La Figure 36 représente le schéma simplifié du récepteur GPS à simuler.

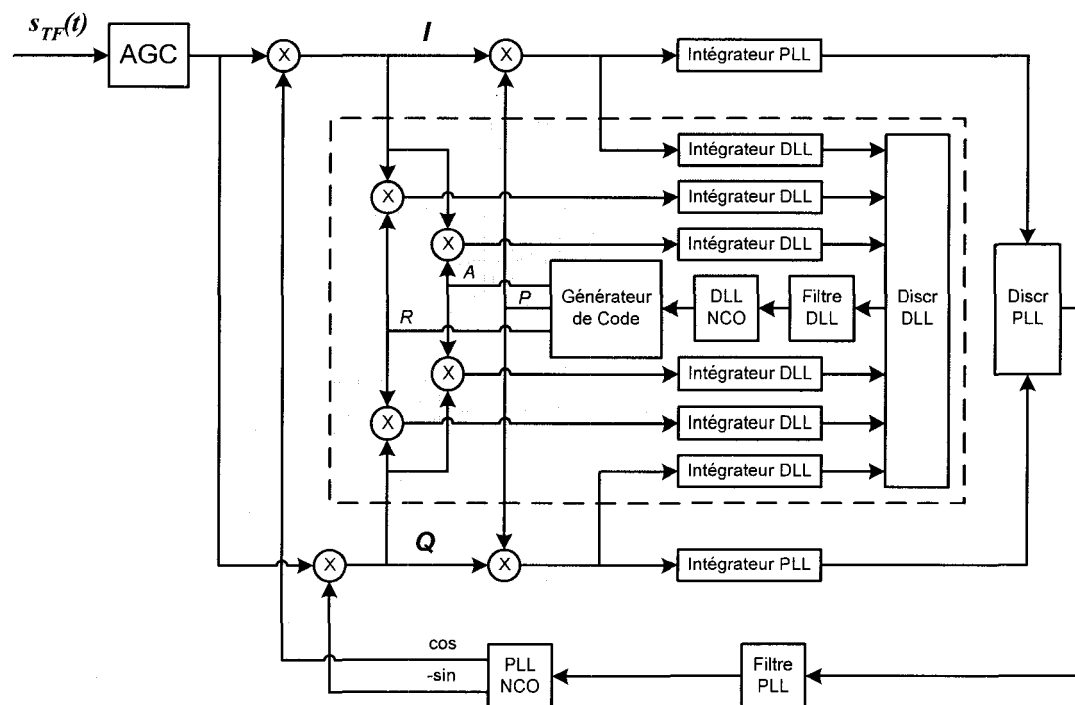


Figure 36 Architecture du récepteur GPS à simuler

Afin de simplifier la démarche, le schéma de la Figure 36 ne représente que les éléments associés aux boucles de phase et de code. Le dispositif AGC (*Automatic Gain Control*) fait l'exception et assure une amplitude constante du signal à l'entrée des boucles. Dans cette architecture, le signal à l'entrée des boucles est décomposé en partie réelle I et partie imaginaire Q par la multiplication avec la réplique de la porteuse en phase (cos) et en quadrature (-sin) respectivement. Le signal ainsi décomposé garde la phase du signal à l'entrée. Après la première multiplication, le signal étalé est transposé en fréquence de

base et les doubles fréquences sont éliminées par la suite par l'intégrateur qui joue le rôle, entre autre, de filtre passe-bas. Le deuxième mélangeur multiplie le signal étalé avec la réplique du code générée en phase avec le code reçu en assurant le désétalement du signal utile et l'étalement des interférences conformément à la Figure 19. Le générateur du code fournit également les répliques avance et retard qui vont être utilisées pour ajuster la phase du code généré dans le récepteur. Si la réplique de la porteuse est en phase avec le signal à l'entrée, l'amplitude du signal sur la voie I est maximale tandis que l'amplitude du signal sur la voie Q est proche de zéro. Si non, le discriminateur PLL fournit un signal d'erreur en fonction de la valeur de déphasage existant afin d'ajuster la phase de la réplique en conséquence.

### 2.3.2.1 Principe de fonctionnement d'une boucle PLL

Le schéma bloc de la boucle de phase utilisée dans le récepteur GPS est présenté à la Figure 37. Les principaux éléments qui caractérisent la boucle de phase sont les intégrateurs, le discriminateur et le filtre de boucle (Blanchard, 1976; Best, 1999).

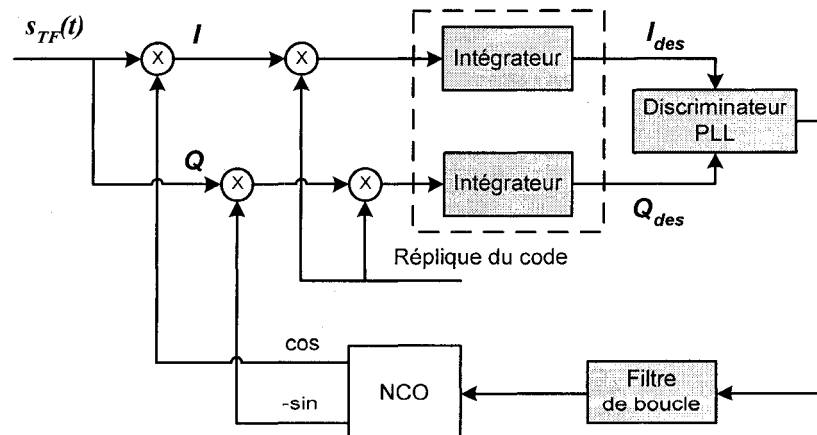


Figure 37 Schéma bloc de la boucle de phase

Ces éléments déterminent les plus importantes propriétés de la boucle : l'erreur de phase due au bruit thermique et le seuil de boucle au stress dynamique. Compte tenu du fait que la boucle de phase est le dispositif le plus vulnérable du récepteur, son seuil déterminera la robustesse du récepteur dans son ensemble.

Le choix des paramètres des éléments mentionnés est un compromis entre la robustesse face au stress dynamique et la précision recherchée dans un environnement bruité. Afin de réagir plus vite au changement dynamique, le temps d'intégration doit être plus court et la bande équivalente du bruit de la boucle doit être plus grande. Au contraire, pour minimiser le bruit dans la boucle et augmenter la précision, le temps d'intégration doit être le plus long possible et la bande équivalente du bruit de la boucle la plus petite possible.

En pratique, le choix de la configuration dépend de l'environnement dont le récepteur GPS doit fonctionner. Normalement, les boucles utilisées dans le récepteur GPS sont des boucles de Costas. La particularité de ces boucles est qu'elles ne sont pas sensibles aux renversements de phases du signal dans les voies I et Q. Rappelons que ces renversements de phases sont dus aux messages de navigation de 50 Hz dans le signal reçu. Les principaux éléments de la boucle de Costas, comme nous avons déjà mentionnés, sont les intégrateurs de prédétections, les discriminateurs et les filtres de boucles (Figure 37).

Les intégrateurs dans une boucle de Costas conventionnelle jouent le rôle des filtres passe-bas. De plus, dans la configuration présentée, les intégrateurs ensemble avec les multiplicateurs forment les corrélateurs destinés à désétaler le spectre du signal reçu en permettant la démodulation des données.

La particularité de l'intégrateur est que son temps d'intégration est choisi en fonction du taux de transmission des données de navigation.

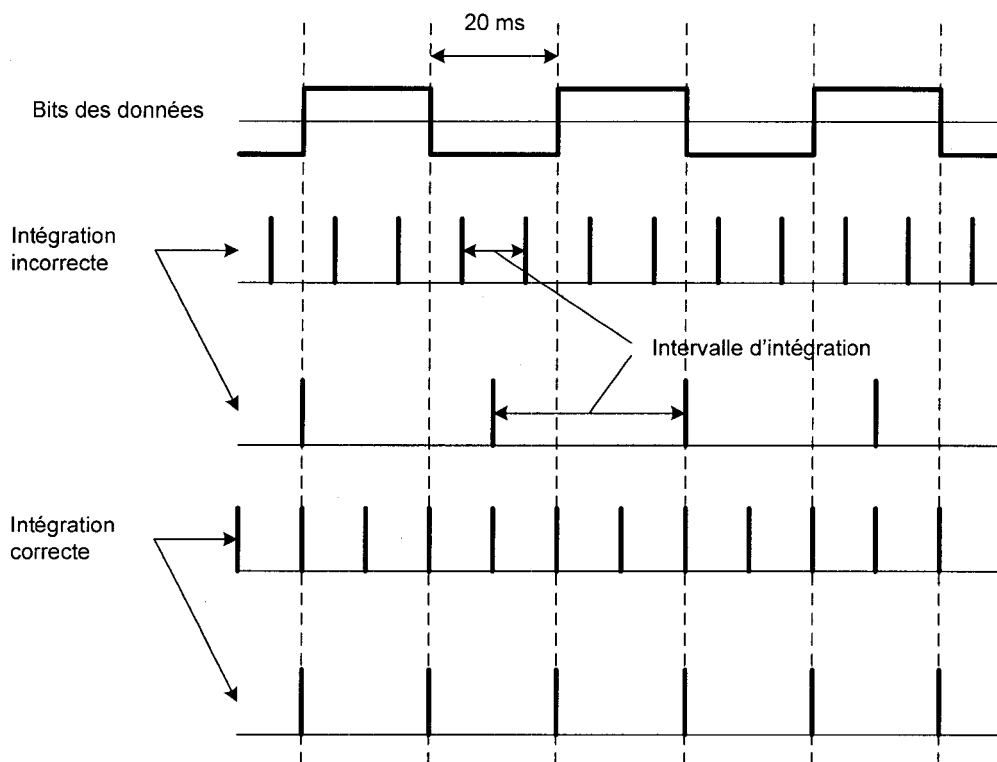


Figure 38 Ajustement du temps d'intégration

De plus, la mise à zéro de l'intégrateur doit être synchronisé avec les fronts des bits de données de la façon représentée à la Figure 38. Autrement, la transition du bit de donnée peut se produire à l'intérieur de l'intervalle d'intégration en faussant le résultat de l'intégration. Les discriminateurs de la boucle de Costas fournissent le signal d'erreur proportionnel au déphasage entre la réplique de la porteuse et le signal en entrée.

Les principaux types de discriminateurs utilisés sont présentés au Tableau III. Les deux premiers discriminateurs sont sensibles à l'amplitude du signal et demandent une normalisation préalable. La Figure 39 représente les réponses de phase de chaque type de discriminateurs en absence de bruit thermique. Les trois premiers types des discriminateurs ne sont pas linéaires et donc la plage de travail est réduit par rapport au discriminateur *atan*.

Tableau III

Quelques discriminateurs de la boucle de Costas

Algorithme du Discriminateur	Erreur de phase en sortie	Caractéristiques
$\text{Sign}(I_{PS}) \cdot Q_{PS}$	$\sin \phi$	Presque optimal pour les SNR élevés. La pente est proportionnelle à l'amplitude du signal A. Une charge de calcul plus faible.
$I_{PS} \cdot Q_{PS}$	$\sin 2\phi$	Presque optimal pour les faibles SNR. La pente est proportionnelle à l'amplitude carrée du signal $A^2$ . Charge de calcul modéré.
$Q_{PS}/I_{PS}$	$\tan \phi$	Presque optimal pour les rapports SNR élevés et faibles. La pente ne dépend pas de l'amplitude du signal. Une charge de calcul élevée et on doit prévenir la division par zéro près de $\pm 90^\circ$ .
$\text{ATAN}(Q_{PS}/I_{PS})$	$\phi$	Arctangente à deux quadrants. Estimateur au Maximum de Vraisemblance Optimal à rapports SNR faibles et élevés. La pente ne dépend pas de l'amplitude du signal. Charge de calcul plus élevé.

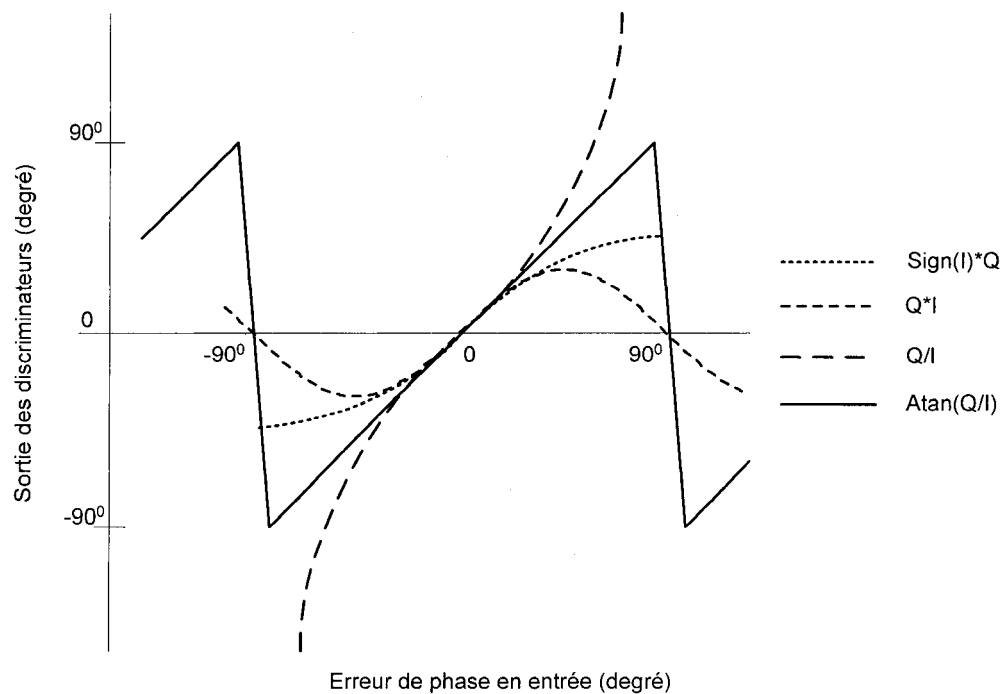


Figure 39 Comparaison des discriminateurs PLL (théorique)

L'analyse des discriminateurs de la boucle de Costas, surtout en présence du bruit thermique à l'entrée de la boucle sera réalisée au chapitre 3. Pour instant, il faut remarquer quelques particularités du fonctionnement des boucles en quadrature dont il faut tenir compte durant la conception (simulation) des récepteurs GPS. Premièrement, l'énergie du signal démodulé est partagée entre les voies I et Q de la manière représentée sur la Figure 40. Si la réplique de la porteuse est générée en phase avec la porteuse du signal reçu dans la voie I, les deux signaux sont multipliés en phase et l'amplitude du signal reçu dans la voie I, les deux signaux sont multipliés en phase et l'amplitude du signal est maximale. Pour la voie Q, le signal en entrée est multiplié avec la réplique en quadrature et l'amplitude est proche de zéro. Avec un déphasage de  $45^\circ$ , l'énergie du signal est partagée entre les voies I et Q en parties égales. La deuxième particularité de la boucle, c'est la possibilité d'avoir une ambiguïté de phase (Figure 40) qui peut être gênante durant le processus de démodulation des données. Effectivement, même si la réplique de la porteuse est générée avec un déphasage de  $180^\circ$ , l'erreur de phase est minimale et l'amplitude du signal  $I_{des}$  est maximale. Par contre, à la différence d'une détection correcte, la séquence des données détectées change de signe. Normalement, cette ambiguïté est résolue durant le processus de synchronisation des trames des données en comparant le synchroniseur initial qui se retrouve au début de chaque trame des données avec la séquence des bits transmis (Parkinson, 1996).

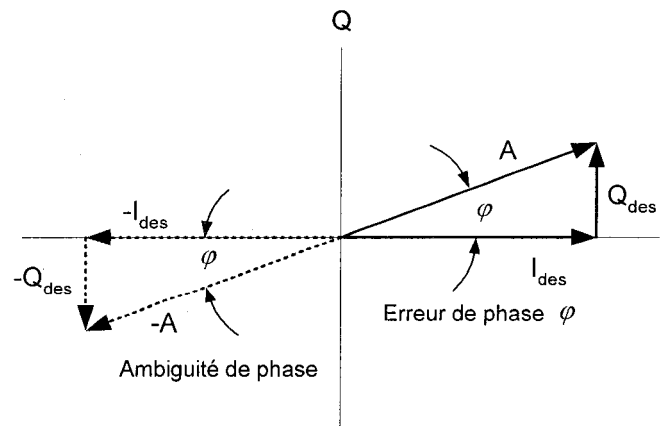


Figure 40 Ambiguïté de phase dans la boucle PLL



Cette ambiguïté peut être résolue également, en comparant la phase de la composante Doppler dans le signal en estimant le vecteur unitaire du mouvement relatif entre le satellite et le récepteur (le satellite se rapproche ou s'éloigne).

L'objectif du filtre de boucle est de réduire le bruit afin d'assurer une estimation la plus précise possible de l'erreur de phase à la sortie des discriminateurs. L'ordre de ce filtre tout comme sa bande équivalente de bruit déterminent également la réponse de la boucle au stress dynamique du signal en entrée. Il existe plusieurs approches dans la conception de filtres des boucles numériques. Les filtres de boucle utilisés dans le cadre de ce travail sont tirés de Kaplan (1996) et les schémas bloc des filtres sont présentés à la Figure 41. Le nombre d'intégrateurs dans le schéma détermine l'ordre du filtre et les coefficients de multiplication - la réponse fréquentielle. Les filtres représentés à la Figure 41 sont respectivement des filtres d'ordre 0 (a), d'ordre 1 (b) et d'ordre 2 (c).

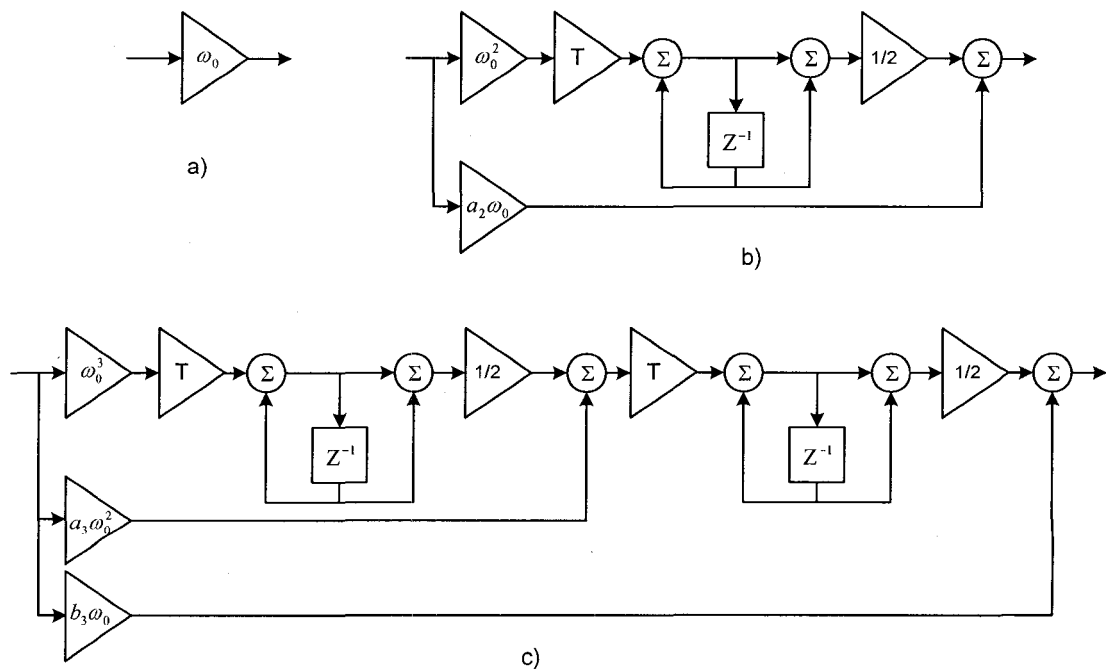


Figure 41 Schéma bloc des filtres de boucle PLL

Tableau IV  
Caractéristiques des filtres de boucle

Ordre de boucle	Bande équivalente de bruit	Valeurs typiques	Erreur statique	Caractéristiques
1	$\frac{\omega_0}{4}$	$\omega_0$ $B_n = 0.25\omega_0$	$\frac{(dR/dt)}{\omega_0}$	Sensible aux vitesses. Stable sans condition pour toutes les valeurs de $B_n$ . Utilisé surtout avec des aides de vitesse externes.
2	$\frac{\omega_0(1+a_2^2)}{4a_2}$	$\omega_0^2$ $a_2\omega_0 = 1.414\omega_0$ $B_n = 0.53\omega_0$	$\frac{(dR^2/dt^2)}{\omega_0^2}$	Sensible au changement d'accélération. Stable pour toutes les valeurs de $B_n$ .
3	$\frac{\omega_0(a_3b_3^3 + a_3 - b_3)}{4(a_3b_3 - 1)}$	$\omega_0^3$ $a_3\omega_0^2 = 1.1\omega_0^2$ $b_3\omega_0 = 2.4\omega_0$ $B_n = 0.7845\omega_0$	$\frac{(dR^3/dt^3)}{\omega_0^3}$	Sensible aux accélérations. Reste stable à $B_n \leq 18$ Hz

Les valeurs les plus typiques des coefficients de multiplication sont présentées dans le Tableau IV. Ici  $\omega_0$  est la fréquence propre du filtre,  $B_n$  est la bande équivalente du bruit et  $R$  est la distance entre le satellite et le récepteur. Le choix de la bande équivalente du bruit et l'ordre du filtre vont déterminer le comportement de la boucle en présence du stress dynamique et en présence du bruit thermique.

### 2.3.2.2 Principe de fonctionnement de la boucle DLL

Le schéma bloc de la boucle de code est présenté à la Figure 42. Le fonctionnement de la boucle de code dans sa grande partie est similaire au fonctionnement de la boucle de phase. Les principaux éléments dont dépend le fonctionnement de la boucle sont les intégrateurs, les discriminateurs et les filtres de boucle. C'est trois éléments définissent les principales caractéristiques de la boucle de code : l'erreur de phase due au bruit

thermique et la sensibilité au stress dynamique. Il faut dire que même si la boucle de code est plus robuste au stress dynamique que la boucle de phase, le niveau du bruit thermique de la boucle de code est trois fois plus élevé que dans la boucle de phase (Parkinson, 1996). Les quatre types de discriminateurs les plus communs utilisés dans la boucle sont présentés dans le Tableau V (Kaplan, 1996). Tous les discriminateurs utilisent le principe avance moins retard (AMR). Suivant l'ordre présenté dans le présent tableau, les discriminateurs sont appelés produit croisé (PC), puissance avance moins retard (PAMR), enveloppe AMR (EAMR) et enveloppe AMR normalisée (EAMRN). La comparaison des caractéristiques des quatre types de discriminateurs de la boucle du code est présentée à la Figure 43. Les trois premiers types des discriminateurs sont sensibles au changement de l'amplitude du signal à l'entrée et nécessitent une normalisation préalable. Cette normalisation peut se faire de la manière utilisée pour le quatrième type du discriminateur.

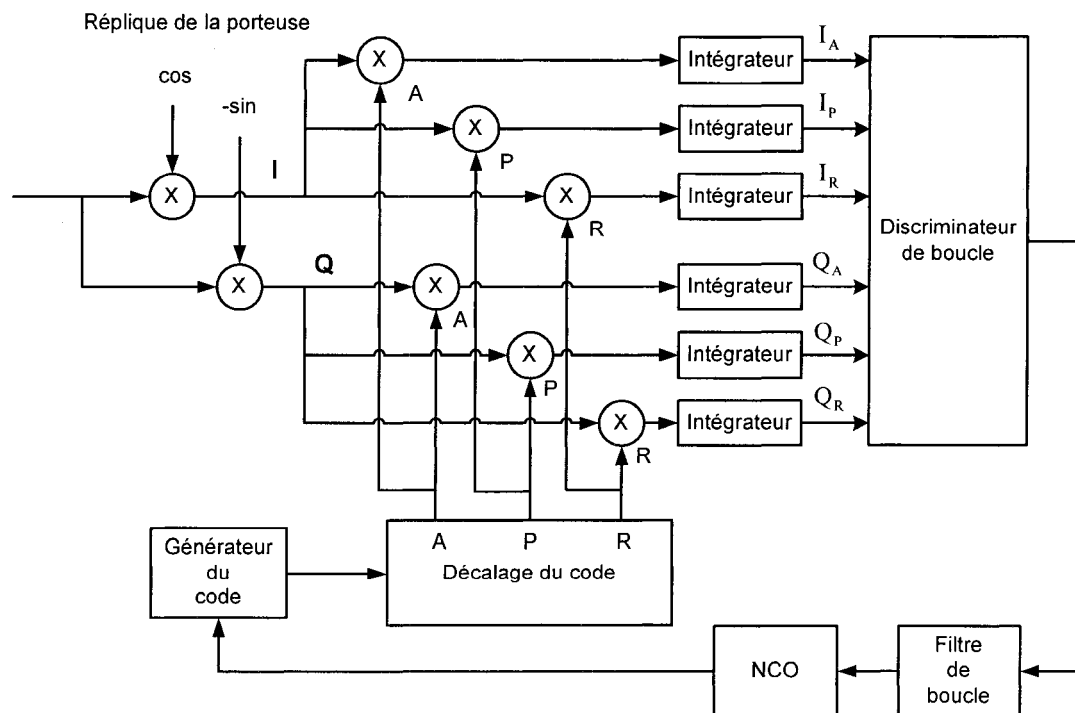


Figure 42 Schéma bloc de la boucle de code

Tableau V

## Discriminateurs de la boucle de code

Algorithme du discriminateur	Caractéristique
$\sum (I_A - I_R)I_P + \sum (Q_A - Q_R)Q_P$	<b>Produit croisé (PC).</b> Le seul à utiliser tous les trois types des corrélateurs. Charge de calcul moins élevé. Avec un espacement bribe de 1/2, la sortie est linéaire avec une erreur en entrée ne dépassant 1/2 bribes.
$\sum (I_A^2 + Q_A^2) - \sum (I_R^2 + Q_R^2)$	<b>Puissance Avance moins Retard (AMR).</b> Charge de calcul modéré. Essentiellement, les mêmes caractéristiques que pour le discriminateur de type Enveloppe Avance moins Retard.
$\sum \sqrt{(I_A^2 + Q_A^2)} - \sum \sqrt{(I_R^2 + Q_R^2)}$	<b>Enveloppe AMR.</b> Charge de calcul élevé. Bon capacité de poursuite de phase avec un espacement bribe de 1/2 dans l'intervalle de -1/2 à 1/2 bribes.
$\frac{\sum \sqrt{(I_A^2 + Q_A^2)} - \sum \sqrt{(I_R^2 + Q_R^2)}}{\sum \sqrt{(I_A^2 + Q_A^2)} + \sum \sqrt{(I_R^2 + Q_R^2)}}$	<b>Enveloppe AMR normalisée.</b> Insensible à l'amplitude du signal. Charge de calcul la plus élevée. Pour un espacement bribe de 1/2, reproduit correctement l'erreur en entrée dans l'intervalle de -1.5 à 1.5 bribes. Devient instable (division par zéro) au delà de 1.5 bribes.

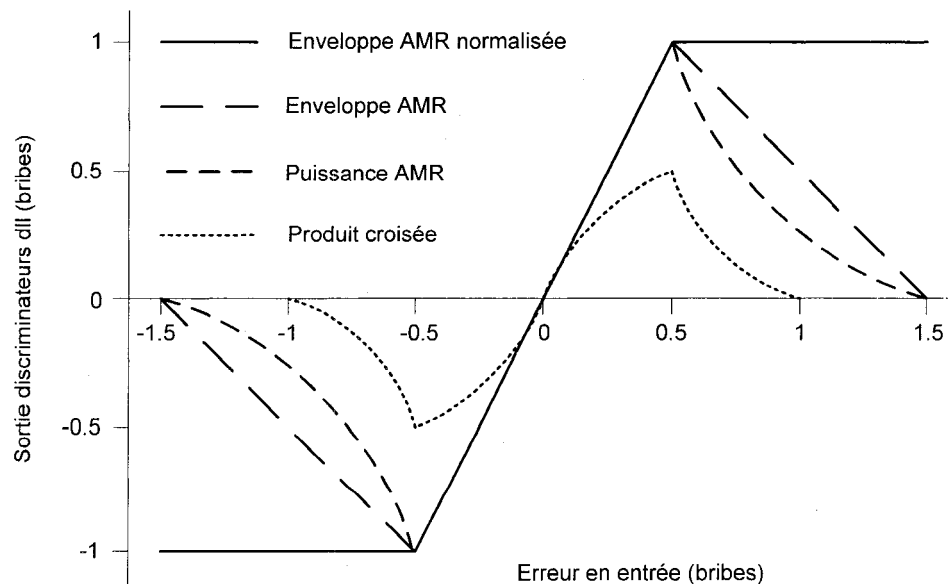


Figure 43 Caractéristiques des discriminateurs DLL

Le fait de ne pas être sensible au changement de l'amplitude du signal à l'entrée peut améliorer les performances de la boucle en présence des interférences et bruit thermique. Il faut mentionner que les courbes de la Figure 43 sont tracées en absence du bruit thermique. Ce dernier a le fait d'adoucir la pente de la courbe et d'arrondir les pics.

Toutes les courbes de la Figure 43 sont tracées avec un espacement brique de 1/2 (les répliques en avance et en retard sont décalées par rapport au code en phase de demi-brique). Les discriminateurs présentés ont chacun ces avantages et ces inconvénients dont la description détaillée va suivre dans le chapitre 3.

Conformément aux propriétés des codes pseudo-aléatoires, présentées dans la première partie de ce chapitre, les données transmises peuvent être récupérées dans le récepteur en corrélant la réplique générée dans la boucle de code avec le signal reçu. Compte tenu du fait que le signal dans le récepteur est numérisé, la corrélation mentionnée est réalisée conformément à l'expression suivante :

$$r_{xy}(l) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n-l) \quad (2.16)$$

Ici

- $y$  = réplique du code PA générée par la boucle du code;
- $x$  = signal reçu, transposé en fréquence de base;
- $N$  = période du signal pseudo-aléatoire (nombre d'échantillons);
- $n$  = nombre d'échantillons ( $n = 0, 1, \dots, N-1$ );
- $l$  = nombre des décalages consécutifs ( $l = -N+1, -N+2, \dots, 0, 1, \dots, N-1$ ).

On sait déjà que si la réplique générée dans la boucle correspond avec le code reçu par le récepteur, la fonction de corrélation a un pic bien accentué et la forme de ce pic se rapproche d'un triangle. Il faut dire que la charge de calcul à effectuer afin d'obtenir la fonction de corrélation suivant l'expression (2.16) est énorme. Effectivement, pour cela

il faudra réaliser  $N^2$  multiplications et autant des sommations. Et ça juste pour un seul corrélateur. Conformément au schéma de la Figure 42, juste pour un seul canal, la boucle de code utilise déjà six corrélateurs. Pour cela, dans les récepteurs GPS, la corrélation se fait dans un seul point et l'expression (2.16) se réécrit comme :

$$r_{xy}(0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n) \cong \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n) \quad (2.17)$$

L'expression (2.17) est beaucoup plus facile à implémenter et la charge de calcul est moins élevée. Le schéma bloc possible reflétant l'expression mentionnée est présenté sur la Figure 44. Regardons plus en détail le mécanisme de fonctionnement des discriminateurs en prenant comme exemple le discriminateur enveloppe AMR. Prenons les trois cas suivants : la réplique générée est en phase avec le signal en entrée, la réplique générée est en avance de 1/4 de bribe par rapport au signal en entrée et la réplique générée est en retard de 1/4 bribe par rapport au signal en entrée.

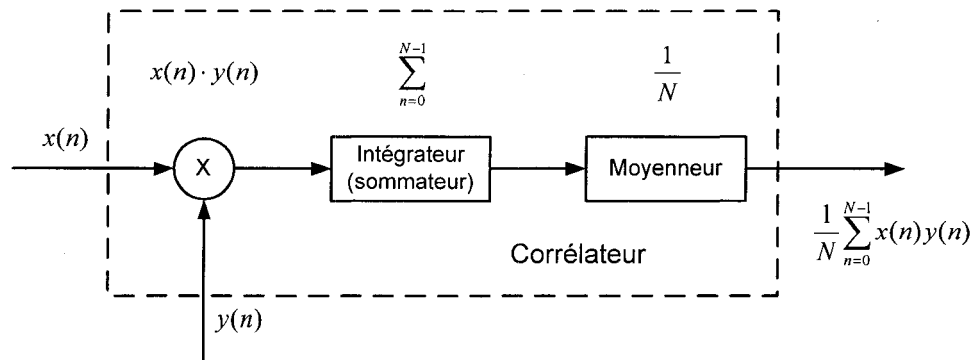


Figure 44 Schéma bloc du corrélateur

La Figure 45 illustre les trois cas mentionnés. Rappelons que la réplique avance est la réplique retard sont décalées par rapport à la réplique en phase de respectivement  $\pm 1/2$  bribe. La Figure 45a illustre le cas où le signal reçu est en phase avec la réplique générée. Dans ce cas, les valeurs à la sortie des corrélateurs avance et retard (les points

sur les triangles des corrélations) sont égaux et donc la valeur avance moins retard est égale à zéro. Le VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) ne reçoit pas le signal d'erreur et la fréquence reste inchangée. Si la réplique est générée en avance par rapport au signal reçu (Figure 45b), les sorties des corrélateurs avance et retard ne sont pas égaux et la valeur avance moins retard dans ce cas est égale à  $-\Delta$ . Cette valeur varie en fonction du décalage entre la réplique générée et le signal reçu. Pour le cas où la réplique générée est en retard par rapport au signal reçu, le processus est similaire et à la sortie du discriminateur on trouve un signal d'erreur dont la valeur est égale à  $+\Delta$ . Ce signal d'erreur sera appliqué ensuite pour corriger la fréquence (phase) du VCO et en conséquence la fréquence (phase) de la réplique du code générée dans la boucle.

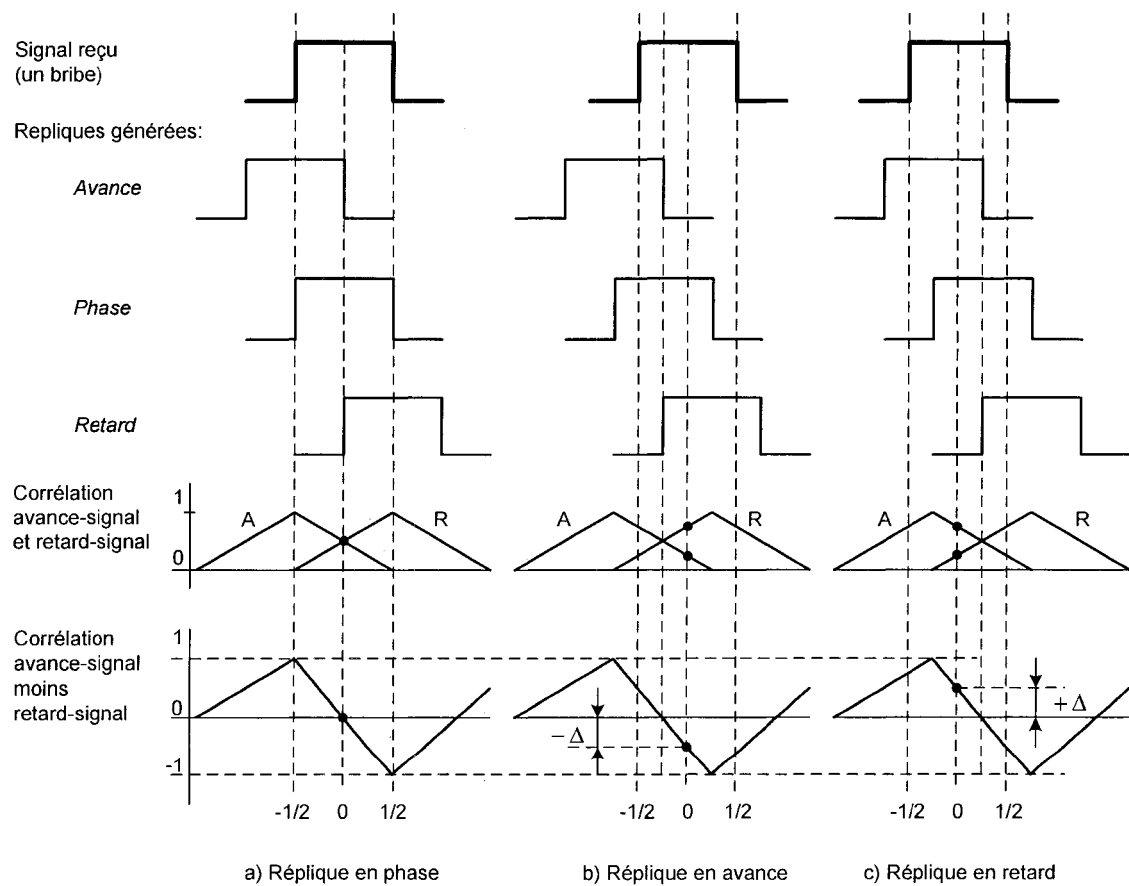


Figure 45 Principe de fonctionnement du discriminateur AMR

En ce qui concerne les intégrateurs et les filtres de la boucle DLL, les considérations sont les mêmes que pour la boucle PLL. Rappelons juste que le temps d'intégration de prédétection  $T$  pour la boucle de code est habituellement plus long que pour la boucle de phase (jusqu'à 20 ms) et la bande équivalente du bruit  $B_n$  est égale à 1 Hz.

## 2.4 Architectures possibles du récepteur du système Galiléo

Les architectures des récepteurs Galiléo sont en grande mesure déterminées par les propriétés des signaux utilisés dans les bandes respectives. Rappelons les principales particularités des signaux du système Galiléo dans la bande E2-L1-E1.

- A. Les signaux BOC( $n,m$ ) émis par le satellite sont des signaux de large bande. Le signal BOC(2,2), destiné au grand public, a une largeur des lobes principales égale à 8 MHz. Pour les signaux BOC(14,2) et BOC(10,5) la bande est encore plus large et constitue respectivement 32 MHz et 30 MHz;
- B. La fonction de corrélation des signaux BOC possède plusieurs pics et en conséquence, dans la boucle de code, il faut prévoir des algorithmes permettant d'éliminer les ambiguïtés possibles;
- C. Parmi les trois signaux transmis se trouve le signal pilote qui sert à améliorer les performances du récepteur;
- D. Les trois signaux transmis sont mélangés en utilisant la modulation hexaphase modifiée.

La présence du signal pilote BOC(2,2) permet d'améliorer les caractéristiques du récepteur. La boucle de phase peut être simplifiée, car l'absence de transition de phase due à la modulation avec des données permet une utilisation d'une boucle de phase conventionnelle constituée d'une seule branche. D'autre part, la boucle de Costas utilisée présentement dans les récepteurs GPS peut être améliorée en augmentant son seuil dynamique à  $\pm \pi$  qui n'était que  $\pm \pi/2$  pour le discriminateur *atan* (Figure 39). De plus, le temps d'intégration de prédétection dans PLL et DLL n'est plus limité à la longueur du bit des données (Figure 38). Donc, il est possible d'utiliser les temps d'intégrations



au delà de 20 ms (ex. GPS) en diminuant le bruit dans les boucles et en conséquence en réduisant les erreurs de pseudo-mesures. Avant de commencer la description de l'architecture possible du récepteur Galiléo, il est important de souligner l'aspect suivant. Dans la conception de l'architecture du récepteur Galiléo on doit tenir compte du fait que cette architecture doit être facilement implémentée dans le récepteur hybride GPS/Galiléo. De plus, il est important que le coût du récepteur hybride ne soit pas beaucoup plus élevé que pour les récepteurs GPS. D'ici on propose deux approches distinctes suivantes : conception de l'architecture hybride grand public pour usage civil et conception de l'architecture à haute précision pour les utilisateurs concernés. Dans le premier cas, le récepteur hybride doit assurer le traitement du signal C/A du GPS et du signal BOC(2,2) du système Galiléo. Pour le seconde, en plus du signal C/A, le récepteur doit assurer l'acquisition et le maintien de phase pour les signaux BOC(14,2) et BOC(10,5). Dans ce dernier cas, afin d'assurer la précision maximale possible, la fréquence d'échantillonnage utilisée dans le récepteur doit être d'au moins  $32 \text{ MHz} \times 2.5 = 80 \text{ MHz}$ . De plus, la fonction de corrélation pour le signal BOC(14,2) possède 27 pics ce qui exige des changements majeurs dans l'algorithme d'acquisition. Bref, cette approche demande des architectures complexes qui peuvent s'avérer assez coûteuses mais qui ne concerne que les récepteurs spécialisés. Par contre, dans le premier cas, la bande du signal BOC(2,2) est égale à 8 MHz et donc il est possible d'utiliser une fréquence d'échantillonnage de 22 MHz. On sait, que la fonction de corrélation pour le signal BOC(2,2) a moins des pics (3) et la largeur du pic centrale est de 0.5 bribe. Dans ce cas il est possible d'utiliser le discriminateur AMR conventionnel avec une marge dynamique réduite (moins de  $\pm 0.5$  bribe). Afin d'assurer le moindre coût possible du récepteur hybride, il est préférable que l'architecture du récepteur Galiléo soit basé sur les architectures des récepteurs GPS actuels avec des moins de modifications possibles. Donc, dans sa plus grande partie, l'architecture du récepteur Galiléo est celle décrite dans le sous chapitre 0. Dans ce qui suit, il est proposé d'analyser plutôt les particularités de l'architecture du récepteur du système Galiléo.

### 2.4.1 Boucle PLL et ses particularités

Les boucles de phase utilisées dans le récepteur GPS sont les boucles de Costas. Rappelons que cette boucle n'est pas sensible au changement de phase dû à la transition causée par les données de navigation. Dans la boucle de Costas, la plage dynamique de l'erreur à l'entrée est déterminée par le type du discriminateur utilisé (Figure 39). Elle est maximale pour le discriminateur *atan* lorsque égale à  $\pm \pi/2$ .

Dans le système de navigation Galiléo, parmi les signaux transmis sur la même porteuse, on utilise un signal pilote qui n'est pas modulé avec les données de navigation. Donc, on n'a plus de renversements de phase dus aux données de navigation. Dans ce cas, la boucle de phase peut être modifiée. Ces modifications peuvent prendre deux formes : soit une boucle de phase conventionnelle à une seule branche, soit une boucle en quadrature avec le discriminateur *atan2* (Ries, 2002a). Dans le premier cas, la boucle est simplifiée et le rapport signal sur bruit dans la boucle est double car le signal n'est pas divisé. Dans le deuxième cas, le discriminateur *atan2* permet d'augmenter la plage dynamique à l'entrée jusqu'à  $\pm\pi$ . Cette dernière approche peut être intéressante dans un environnement très dynamique car la boucle devient plus robuste. Les deux approches mentionnées sont implémentées dans le simulateur du récepteur hybride GPS/Galiléo.

### 2.4.2 Boucle DLL et ses particularités

Les changements majeurs dans la configuration de la boucle de code dépendent de l'approche utilisée pour trouver la phase du code BOC(n,m) reçue ou autrement dit, le pic de la fonction de corrélation entre ce code et la réplique générée dans le récepteur. Le pic de corrélation pour les signaux BOC(n,m) peut être trouvé de plusieurs façons différentes. Tous dépendent de la précision recherchée et de l'immunité au stress dynamique. Dans le cadre de ce travail, afin de trouver la phase du code reçu, il est proposé d'utiliser les approches suivantes :

- A. Pour les signaux BOC(n,m), il faut retrouver l'enveloppe de la fonction de corrélation avec un traitement conventionnel par la suite dans le discriminateur AMR;
- B. Dans le cas du signal BOC(2,2), il est possible d'utiliser le discriminateur AMR de façon directe;
- C. Dans tous les cas, on utilise directement le discriminateur AMR en parallèle avec un algorithme permettant de se positionner sur le bon pic;
- D. Utiliser une approche flexible où la largeur du pic de corrélation varie en fonction de l'erreur à l'entrée de la boucle;
- E. Utiliser un algorithme mathématique directement sur la forme de la fonction de corrélation obtenue.

Toutes ces approches ont ses avantages et ses inconvénients. L'avantage de l'approche A consiste en sa simplicité et dans le fait que le récepteur nécessite moins de ressources. En effet, si on élimine la sous porteuse du signal BOC(n,2), on obtient un code pseudo aléatoire de type C/A avec un taux double qui est égale à 2.046 Mbps. L'inconvénient de cette approche est que la précision ainsi obtenue est plus faible que pour le signal BOC(n,2) mais elle peut être double par rapport au code C/A. Dans le cas B, on peut obtenir une bonne précision mais la plage dynamique est à surveiller car pour les valeurs dépassant 0.25 bribe, on n'est plus sur la courbe. L'approche C semble être le plus précise mais nécessite un nombre plus grand de corrélateurs afin de se positionner en même temps sur les pics secondaires des deux cotés de la fonction de corrélation. La bande passante du récepteur doit être assez importante et cette approche sollicite une fréquence d'échantillonnage maximale. (Comparable est supérieures à celle des *Narrow Correlators*). L'approche D nous permet d'utiliser des fréquences d'échantillonnage différentes assurant une précision qui varie sur toute la gamme des valeurs. Finalement, l'approche E doit assurer une bonne précision avec la possibilité d'améliorer la robustesse contre les multi-trajets. Toutes les approches mentionnées seront étudiées plus en détails dans le simulateur. Pour l'instant, on propose d'utiliser l'architecture générique de la boucle de code utilisée pour le GPS et décrit dans le sous chapitre 0.

### 2.4.2.1 Codes $BOC(n,m)$ dans le discriminateur AMR

Les discriminateurs AMR, largement utilisés dans les récepteurs GPS, doivent être utilisés avec prudence dans le traitement des nouveaux types de signaux dans la boucle de code. La multitude de pics, caractéristique de la fonction de corrélation des signaux  $BOC(n,m)$ , se retrouvent également dans les courbes de sortie du discriminateur AMR (Betz, 2000a). À la Figure 46, les courbes en S de trois types de signaux  $BOC(n,m)$  sont comparées avec la courbe en S du code C/A.

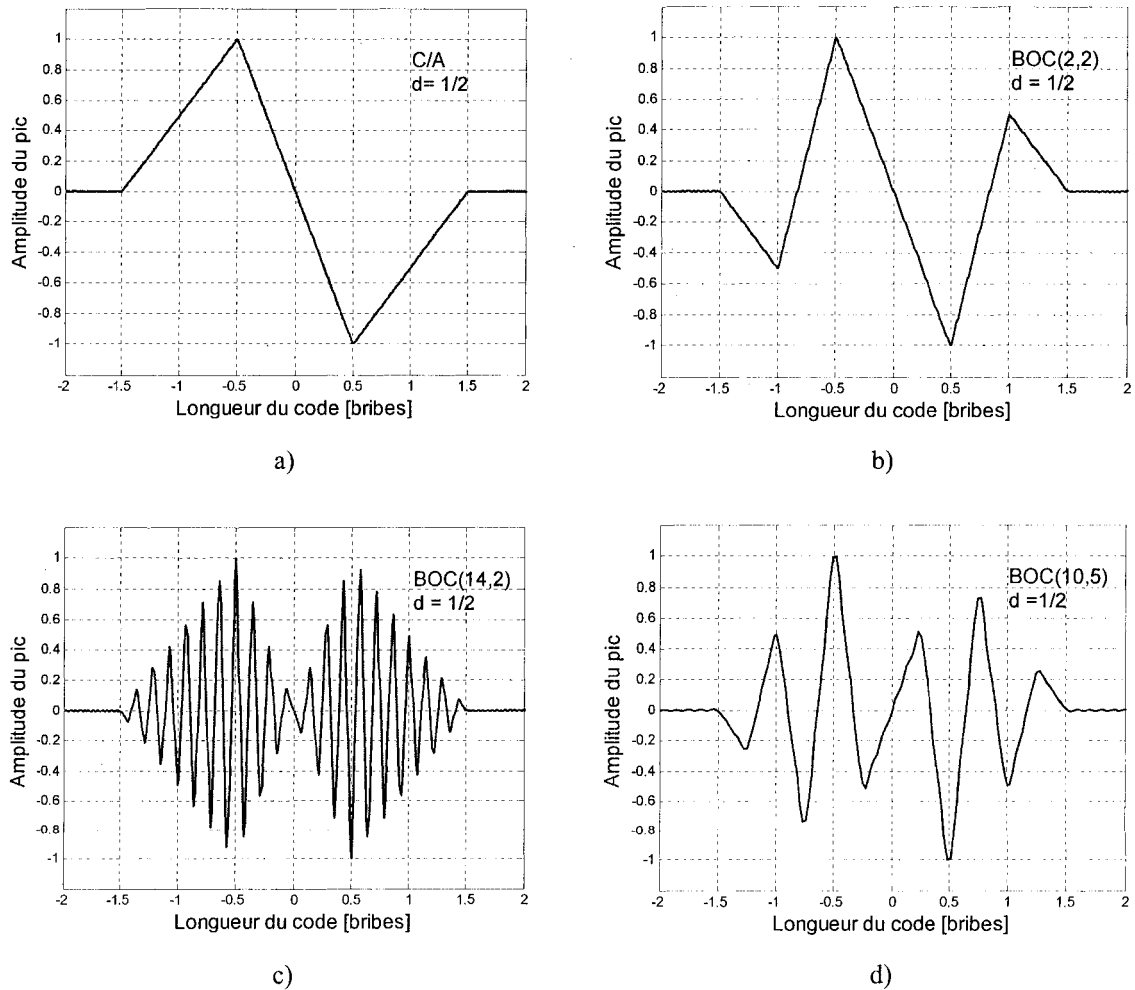


Figure 46 Comparaison des caractéristiques AMR des signaux C/A et  $BOC(n,m)$

Pour le même espacement bribe ( $d = 1/2$ ), la courbe en S pour le signal BOC(2,2) (Figure 46b) ressemble à celle du code C/A (Figure 46a) dans l'intervalle  $\pm 0.5$  bribe. Donc, le discriminateur AMR peut être appliqué directement au code BOC(2,2) à condition que l'erreur en entrée ne dépasse pas la valeur de  $\pm 0.5$  bribe. Pour les espacements bribes plus petits, la courbe suit la même tendance. C'est à dire que pour le code C/A, soit la pente devient plus raide et la précision de positionnement augmente.

Les caractéristiques de sortie des discriminateurs pour les codes BOC(14,2) et BOC(10,5) (Figure 46c et d respectivement) pour le même espacement bribe ( $d = 1/2$ ) sont complètement différentes du code BOC(2,2). Dans l'intervalle de  $\pm 0.5$  bribe dans ce cas, on a plusieurs passages par zéro et ainsi une ambiguïté sur le positionnement. Donc les discriminateurs AMR pour les codes BOC(14,2) et BOC(10,5) doivent être utilisés pour une plage d'erreurs plus petite que  $\pm 0.5$  bribe. De plus, il était remarqué que la direction de la pente centrale peut changer avec le changement du paramètre  $d$ . La Figure 47 illustre ce phénomène pour les codes BOC(14,2) et BOC(10,5). La plage des valeurs convenables du paramètre  $d$  peut être choisi expérimentalement en fonction de la précision recherchée et en tenant compte de la robustesse aux multi-trajets.

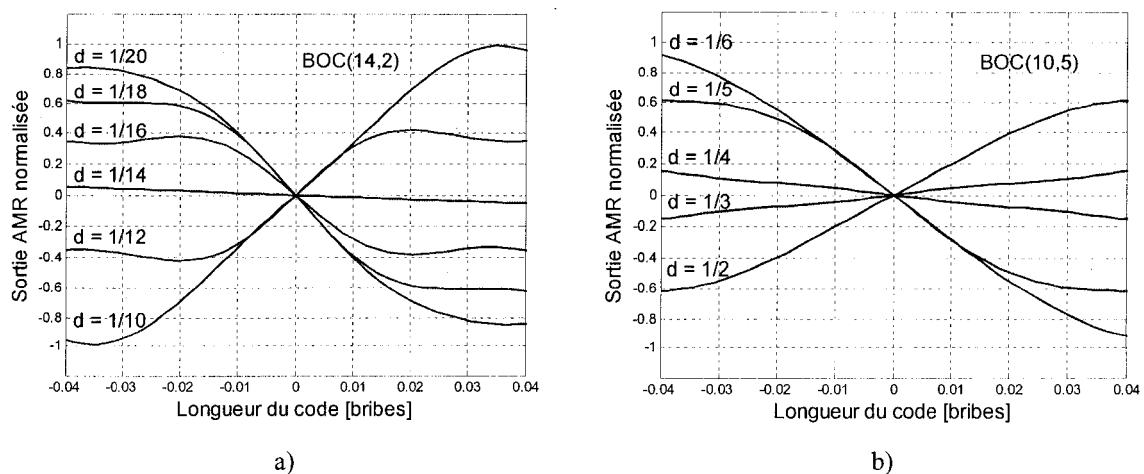


Figure 47 Changement de pente en fonction du paramètre  $d$

La Figure 48 représente les quatre courbes en S pour les signaux C/A, BOC(2,2), BOC(14,2) et BOC(10,5) avec des valeurs d'espacement bribe égales à 1/14 et 1/28. Logiquement, la précision est plus faible pour le signal C/A alors que pour les codes BOC(14,2) et BOC(10,5), elle est maximale.

La plage dynamique varie aussi avec le paramètre  $d$ . Par exemple, conformément à la Figure 48, la plage dynamique pour le signal BOC(14,2) varie de  $\pm 0.03$  bribe à  $\pm 0.018$  bribe pour les valeurs du paramètre  $d$  égales respectivement à 1/14 bribe et 1/28 bribe. La plage dynamique pour les signaux BOC(14,2) et BOC(10,5) est beaucoup plus faible que pour les codes C/A et BOC(2,2), donc la boucle de code est moins robuste au stress dynamique.

En effet, pour une erreur en entrée dépassant  $\pm 0.03$  bribe (Figure 48a et BOC(14,2)), on se déplace de la pente centrale vers la pente secondaire en provoquant l'ambiguïté sur le positionnement. Dans ce cas, des algorithmes de positionnement sur la pente centrale doivent être prévus et les configurations des boucles de code avec aide de vitesse seront d'une grande utilité.

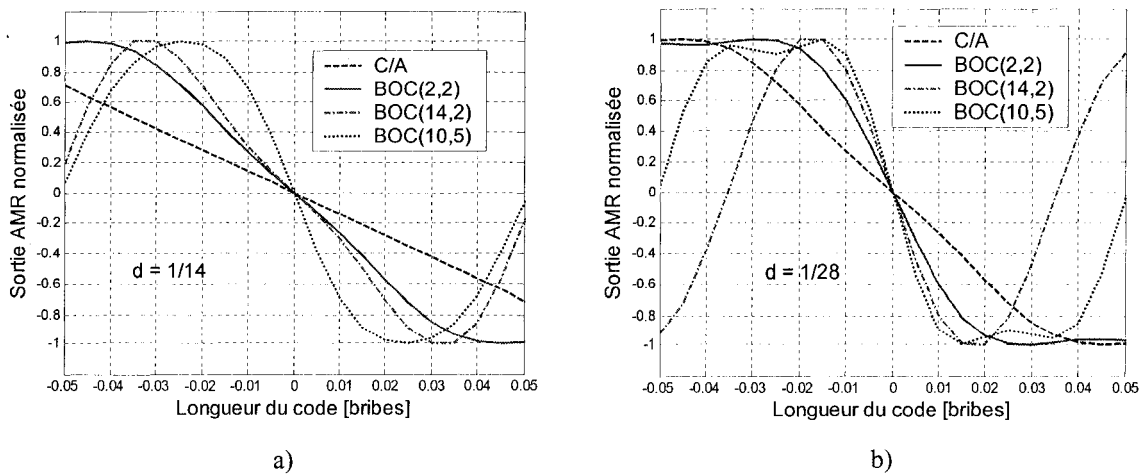


Figure 48 Comparaison des courbes en S pour différentes valeurs de  $d$

#### 2.4.2.2 Discriminateur AMR et la bande passante IF du récepteur

Les caractéristiques du discriminateur AMR pour les signaux mentionnés ont été obtenus en supposant que la bande du récepteur n'est pas limitée. Ce n'est pas le cas en réalité. Donc, il sera aussi très important de démontrer l'impact de la largeur de bande du récepteur sur la fonction de corrélation et en conséquence, sur la courbe en S du discriminateur AMR.

Dans l'exemple qui suit, les courbes en S pour les signaux BOC(2,2) et BOC(14,2) sont calculées pour les différentes valeurs de la bande passante du récepteur. La diminution de la bande passante IF du récepteur a pour effet d'arrondir les pics de la fonction de corrélation et d'adoucir la pente de la courbe en S du discriminateur. En conséquence, avec la réduction de la bande passante, les mesures sont moins précises et la précision diminue. Dans la bande E2-L1-E1 du système Galiléo, les signaux transmis occupent une bande de 32 MHz. Afin de pouvoir bénéficier d'une précision maximale, cette bande doit être gardée dans le récepteur hybride. La Figure 49 représente la courbe en S en fonction de la largeur de la bande passante IF du récepteur.

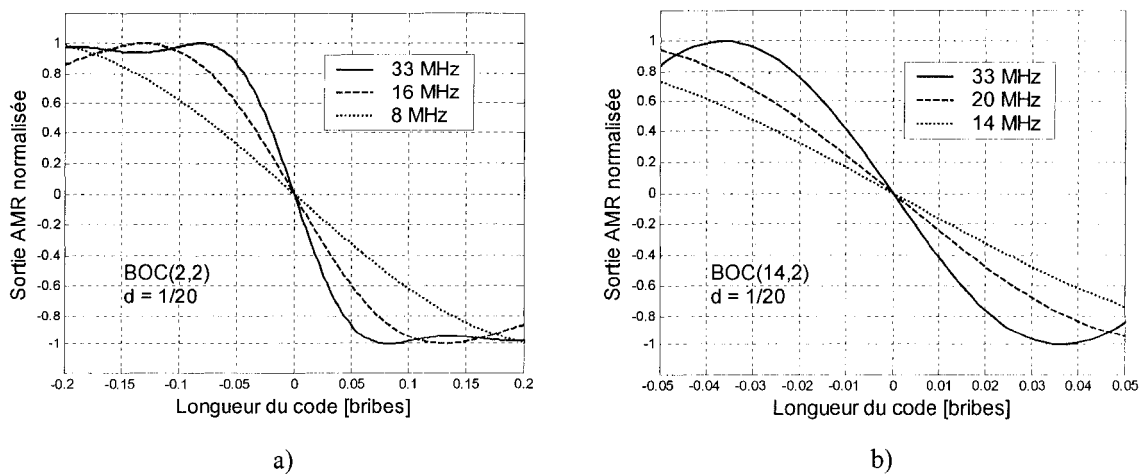


Figure 49 Courbe en S en fonction de la bande passante IF du récepteur

### 2.4.3 Schéma bloc générique du récepteur Galiléo

L'architecture du récepteur Galiléo est fondée sur les caractéristiques essentielles des signaux générés et sur les schémas de modulation proposés (Hein, 2002). Comme nous l'avons déjà mentionné dans le chapitre 1, le système de navigation Galiléo utilise trois bandes des fréquences : E5, E6 et E2-L1-E1. D'après les premières conclusions concernant la conception des récepteurs hybrides, les bandes E5a et E2-L1-E1 sont les plus favorables compte tenu du fait qu'ils utilisent les mêmes fréquences porteuses. De plus, c'est dans la bande L1 que se trouve le signal civil C/A du système de positionnement GPS. C'est pourquoi l'architecture proposée, dans le cadre du simulateur, est celle d'un récepteur oeuvrant dans la bande E2-L1-E1. Dans cette bande de fréquence, les signaux du système Galiléo ont des particularités bien distinctes de ceux des signaux du système GPS actuel. Quelles sont ces particularités ?

- A. Afin de réduire les interférences inter-systèmes, les trois types de signaux sont mélangés en utilisant la modulation Hexaphase modifiée (Hein, 2002);
- B. Deux de ces signaux utilisent la modulation BOC(2,2) et le troisième utilise la modulation BOC(14,2) ou BOC(10,5);
- C. Un signal modulé BOC(2,2) ne comporte pas de données de navigation et il est utilisé comme le signal pilote;
- D. Tous les signaux sont synchronisés et sont transmis en phase et en quadrature en utilisant la modulation BPSK (Figure 16).

L'utilisation du signal pilote apporte des avantages dans l'architecture du récepteur Galiléo. Dans ce cas, on peut remplacer les boucles en quadratures décrites à la section 0 par une boucle d'asservissement de phase conventionnelle (une seule branche) ou encore, on peut continuer à utiliser les boucles en quadratures mais avec le discriminateur *atan2*. Dans les deux cas, nous pouvons obtenir d'importantes améliorations sur le seuil de fonctionnement de la boucle. D'après (Hein, 2002), ces améliorations peuvent atteindre une valeur de 6 dB. Dans le cadre de ce travail, deux architectures du récepteur Galiléo sont proposées : l'architecture en boucle de phase



conventionnelle et l'architecture en boucle de phase en quadrature avec le discriminateur *atan2*. Un exemple de l'architecture du récepteur utilisant une boucle de phase conventionnelle est présenté sur la Figure 50. Le fonctionnement de la boucle de phase conventionnel est bien connu et donc on propose d'omettre cette description en faveur d'une analyse de l'ensemble de l'architecture. Le principe de fonctionnement du schéma de la Figure 50 est similaire à celui des récepteurs GPS conventionnels. Le récepteur simulé, comme dans le cas du système GPS, est constitué de deux boucles : la boucle de phase et la boucle de code qui est imbriquée à la boucle de phase. Par contre, à la différence du GPS, la boucle DLL génère trois codes pseudo-aléatoires différents en répliquant les codes BOC(14,2) et deux codes BOC(2,2).

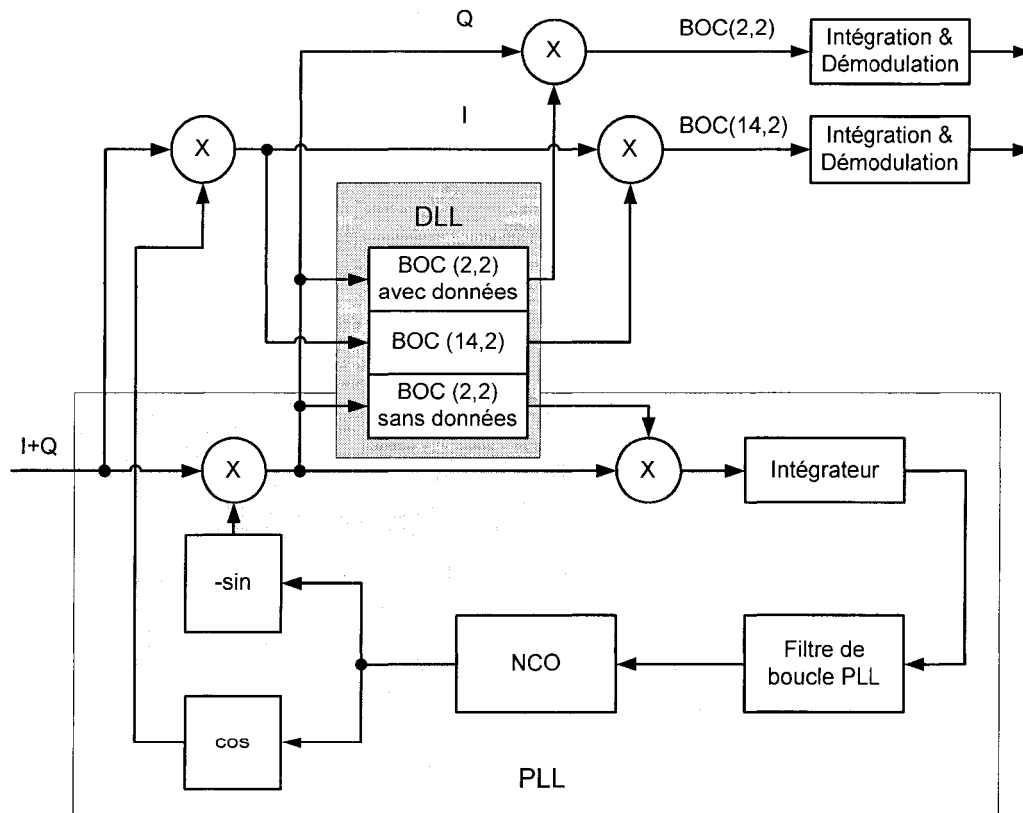


Figure 50 Architecture du récepteur Galiléo (boucle simple)

Ces trois signaux générés sont les répliques des signaux transmis et servent à désétaler les signaux reçus. Le bloc DLL proposé peut être conçu en deux configurations : avec une seule boucle de code pour le signal pilot et une synchronisation de tous les signaux générés par la suite ou avec plusieurs boucles de code mais fonctionnant d'une façon autonome. La première approche est très attractive par sa simplicité. Effectivement, l'utilisation d'une seule boucle DLL nécessite moins de ressources et facilite l'implémentation multicanaux du récepteur. Par contre, la précision du récepteur est limitée par les performances du code BOC(2,2), qui est le signal pilot, et l'utilisation du code BOC(14,2) ou BOC(10,5) devient problématique. Dans la deuxième approche, la précision peut être maximale mais le fait d'utiliser plusieurs boucles de code peut rendre l'architecture du récepteur très complexe.

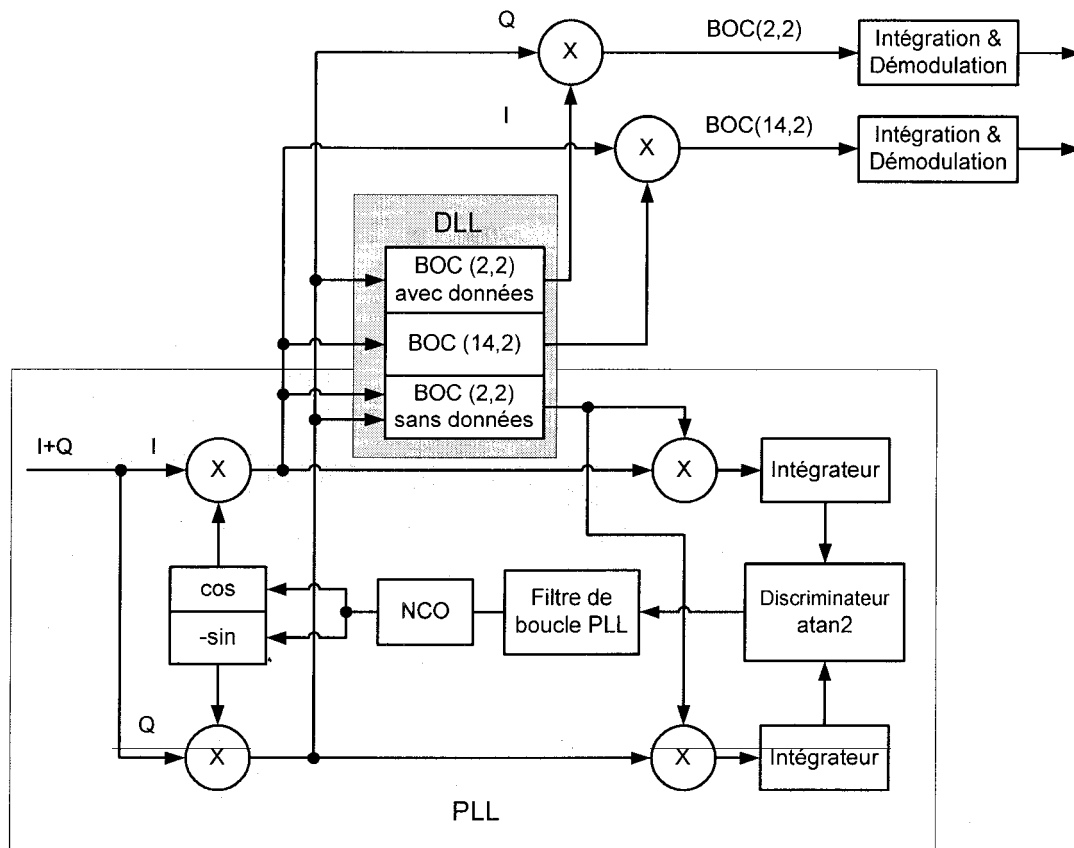


Figure 51 Architecture du récepteur Galiléo (boucle en quadrature)

Pour l'architecture du récepteur utilisant la boucle de phase en quadrature (Figure 51), le principe de fonctionnement est similaire. Les voies en phase et en quadrature, générés par la boucle PLL, sont utilisées en même temps pour la démodulation des données à travers les corrélateurs 1 et 2. L'architecture avec les deux voies (en phase et en quadrature) peut s'avérer plus pratique car les boucles de codes peuvent fonctionner même dans le cas où le déphasage avec la porteuse est assez important. L'utilisation du discriminateur *atan2* permet d'augmenter la plage d'erreur en entrée qui dans ce cas a les valeurs de  $\pm \pi$ .

## 2.5 Principe de conception des récepteurs hybride GPS/Galiléo

Le récepteur hybride GPS/Galiléo doit assurer les avantages offerts par l'utilisation des deux systèmes de navigation (GPS et Galiléo) décrite dans le chapitre 1. Rappelons que les principaux avantages sont dues à une plus grande constellation des satellites, une diversité des signaux et une occupation spectral plus efficace. Pour avoir une bonne redondance, une plus grande précision et une plus grande robustesse aux brouilleurs, les deux architectures doivent fonctionner en parallèle. La Figure 52 représente le schéma bloc d'une approche générique de conception du récepteur hybride.

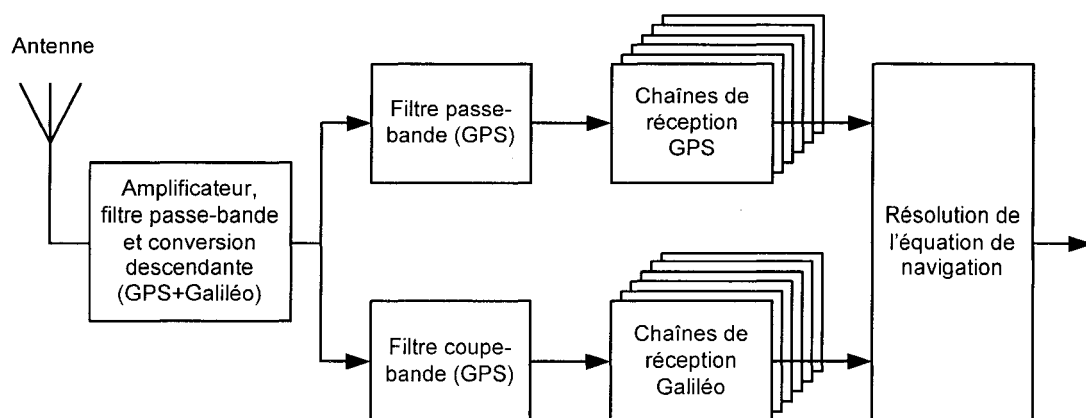


Figure 52 Schéma générique du récepteur hybride GPS/Galiléo

Ce schéma prévoit une approche plutôt classique en effectuant la conversion descendante avant le filtrage des systèmes et numérisation. Étant donné que les largeurs des bandes des signaux GPS et Galiléo sont différentes, il est tout à fait raisonnable d'utiliser des différentes fréquences d'échantillonnage. Par exemple, comme nous le savons déjà, le signal C/A de GPS a une largeur de bande de 2.046 MHz et il peut être échantillonné à une fréquence de 5 MHz. Par contre, les signaux BOC(2,2) et BOC(14,2) ont des largeurs de bande de 8 MHz et 32 MHz et donc nécessitent des échantillonnages respectifs de 22 MHz et 80 MHz. L'approche de la Figure 52 peut être appliquée également pour la bande E5a du système Galiléo car elle partage la même fréquence avec la bande L5 de GPS. Malheureusement dans le cas où les signaux n'utilisent pas la même porteuse, cette approche demande une tête RF beaucoup plus complexe.

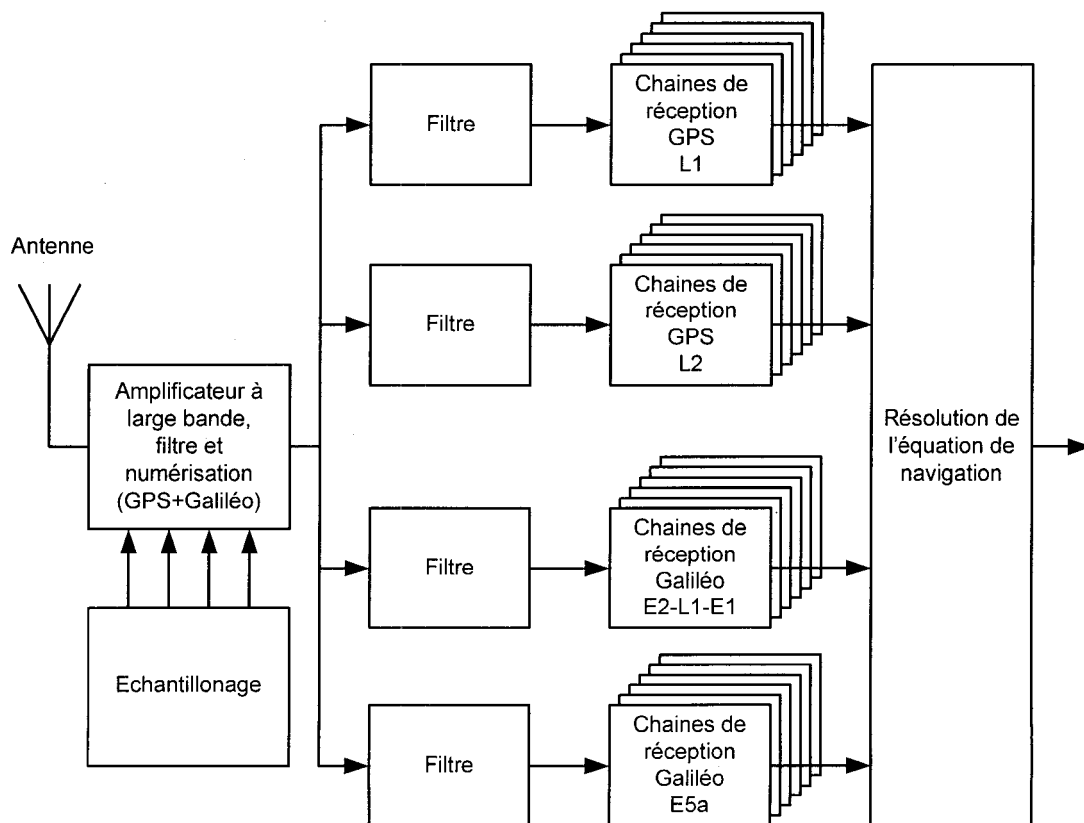


Figure 53 Récepteur hybride à échantillonnage direct

Une solution intéressante pour la conception des récepteurs hybrides peut être l'échantillonnage direct sur le signal en entrée, décrit dans le sous chapitre 2.3.1. Le schéma bloc d'un récepteur hybride GPS/Galiléo couvrant deux bandes sur deux fréquences porteuses différentes peut avoir le schéma bloc de la Figure 53. Malgré toute son originalité, l'approche de la Figure 53 ne fait pas partie de notre travail. L'échantillonnage direct dans les récepteurs de navigation multifréquences est encore mal étudiée et nécessite des études plus approfondies. Donc, dans le simulateur actuel il est proposé de concevoir l'approche de la Figure 52 qui semble être plus facile à implémenter et qui s'adapte bien pour la bande E2-L1-E1 du système Galiléo.

## 2.6 Conclusion

Le chapitre actuel est de très grande importance pour l'ensemble des travaux actuels. C'est un chapitre clé pour commencer la simulation des architectures génériques des récepteurs GPS/Galiléo. En effet, dans ce chapitre nous avons défini les propriétés des signaux GPS/Galiléo, les architectures génériques à simuler et les particularités dont il faut tenir compte dans la phase de simulation. Afin de se mettre dans le contexte, il était jugé important de passer par certains rappels concernant les communications à spectre étalé. Une importance particulière était accordée au choix de la fréquence d'échantillonnage car la précision de positionnement et la complexité du récepteur en dépend. À la base des architectures proposées se trouvent les architectures des récepteurs GPS adaptées pour le traitement des signaux BOC. L'analyse des signaux du système Galiléo était limitée aux notions jugées être suffisantes pour commencer la simulation. Certaines caractéristiques, comme le bruit dans les boucles PLL et DLL par exemple, ont été délibérément laissées sans attention dans ce chapitre car ils nécessitent une analyse plus profonde dans le simulateur déjà conçu. Donc ils feront objet du chapitre suivant. Il était jugé important également de rassembler toute l'information nécessaire à la conception des architectures des récepteurs à simuler dans un seul chapitre car cette information pourra servir également dans la quête de conception des récepteurs réels.

## CHAPITRE 3

### SIMULATION D'UNE CHAÎNE DE RÉCEPTION GPS/GALILÉO

#### 3.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons établi les principaux concepts théoriques quant à la conception des architectures des récepteurs GPS (Galiléo) et récepteurs hybrides GPS/Galiléo. Dans le chapitre qui suit, ces informations seront utilisées afin de simuler la chaîne de communication GPS/Galiléo. En plus des récepteurs déjà mentionnés, la chaîne de communication doit inclure la source des signaux et le canal de perturbation. Si la source doit générer les signaux de deux systèmes de navigation (GPS et Galiléo), le canal, à son tour, doit les dégrader afin de rendre le modèle plus réaliste possible. L'information, déjà accumulée sur les architectures possibles, est absolument nécessaire à la simulation réussite mais n'est pas suffisante. Une bonne maîtrise des logiciels Matlab et Simulink est également indispensable. Donc, dans le chapitre qui suit, il était jugé nécessaire de décrire aussi certains particularités liées à l'utilisation de Matlab et Simulink durant la phase de simulation.

#### 3.2 Approches utilisées dans le processus de la simulation

La conception du simulateur sur Simulink suit trois approches distinctes :

- A. Représentation du simulateur dite pyramidale ou structurée;
- B. Utilisation de l'architecture de type planaire;
- C. Interaction à l'aide de GUI (*Graphical User Interface*).

La conception en pyramide ou structurée veut dire que les blocs de Simulink sont interconnectés pour former l'ensemble du simulateur en suivant le principe de poupée russe : le sous-système de tête qui représente le simulateur en forme d'un seul bloc est composé de plusieurs sous-systèmes exécutant des tâches bien distinctes et qui, à son

tour, sont formés d'un ensemble de sous-systèmes. La Figure 54 ci-contre éclaire la compréhension :

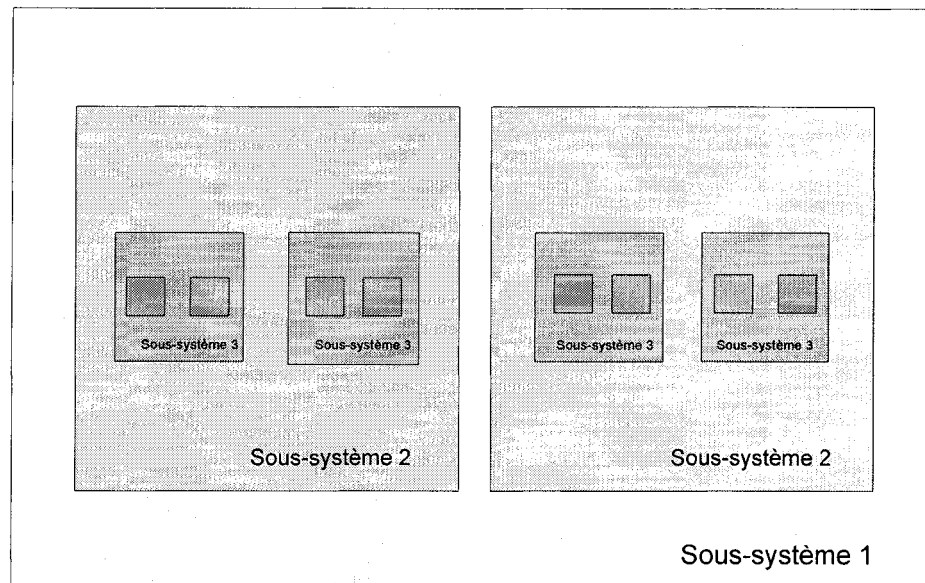


Figure 54 Principe de connexion en pyramide

Il faut dire que dans ce cas, le passage des paramètres s'effectue d'un système de l'ordre supérieur (ex. Sous-système 1) aux sous systèmes qu'il englobe (ex. Sous-système 2, 3 et 4). Le transfert inverse n'est pas possible, tout comme le passage des paramètres entre les sous systèmes de même niveau. De plus, les variables spécifiées n'apparaissent pas dans le *Workspace* de Matlab. Ce fait peut représenter des inconvénients dans certain cas ou des avantages, dans les autres. Par exemple dans le cas d'une structure répétitive avec les variables de même nom, il vaut mieux de garder ses valeurs invisibles par Matlab. L'avantage d'une structure planaire est qu'on peut avoir une vue d'ensemble sur le schéma du simulateur comme présenté à la Figure 55. Le passage des paramètres est bidirectionnel dans les deux axes (verticale et horizontale). Dans le cas d'une architecture planaire, toutes les variables apparaissent dans Matlab ou autrement dit sont visible par Matlab. Parmi autre chose, ce principe est utilisé, si on a besoin d'un contrôle programmable du simulateur sur Simulink.

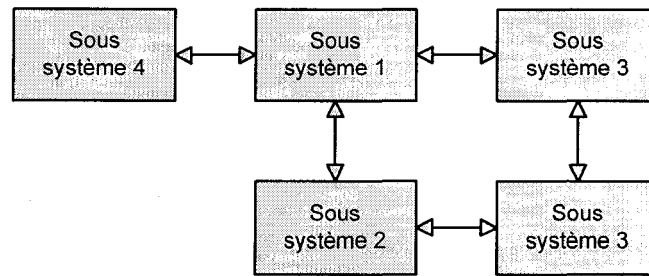


Figure 55 Architecture planaire du simulateur

Finalement la représentation du simulateur à l'aide de GUI nous permet d'avoir une vue d'ensemble sur tous les paramètres du simulateur et de ressortir les résultats sans qu'on ait besoin de voir l'architecture de celui-ci. Un exemple d'un panneau d'utilisateur graphique est représenté à la Figure 56. Dans le cadre de ce travail, toutes les approches mentionnées ci-haut ont été utilisées afin de ressortir les avantages de Simulink et la puissance de calcul de Matlab.

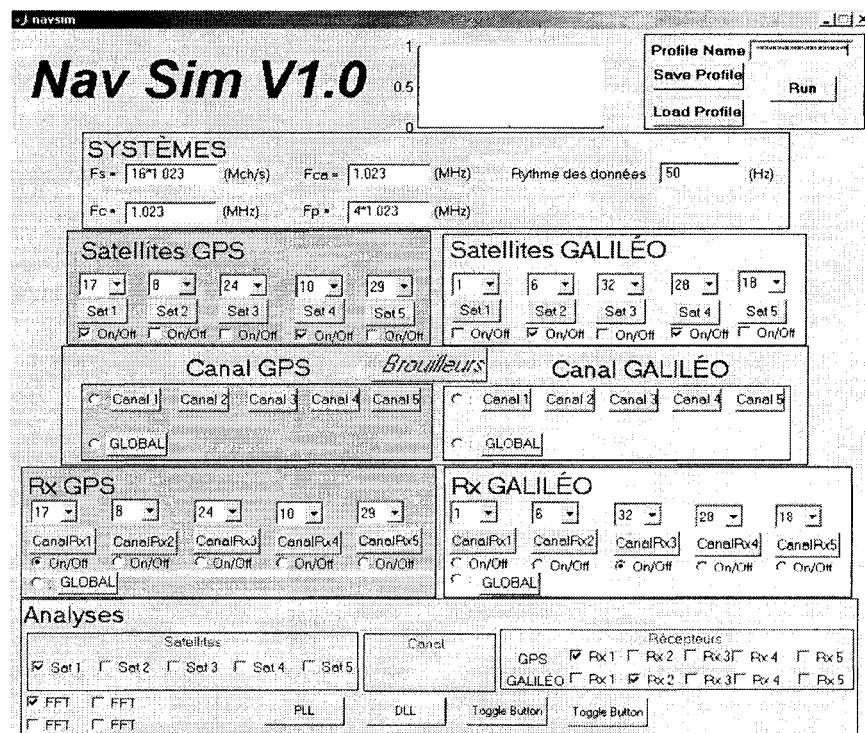


Figure 56 Panneau de configuration de GUI



### 3.3 Modélisation d'une chaîne de communication GPS/Galiléo sur Simulink

La simulation d'une chaîne de communication GPS/Galiléo sur Simulink est basée sur les principes suivants (Ilie, 2003) :

- A. Génération des signaux GPS et Galiléo conformément aux schémas de modulations déjà étudiés (chapitres 1,2) dans la bande de base;
- B. Transposition du spectre du signal généré en bande de base directement sur une fréquence intermédiaire IF (*Intermediate Frequency*) ou sur la fréquence porteuse L1;
- C. Introduction des perturbations dynamiques (fréquence Doppler) soit séparément sur la porteuse et le code du signal dans la source, soit directement sur le signal modulé dans le canal de perturbation (ou la source des signaux);
- D. Simulation d'un canal de perturbation incluant le bruit thermique, les brouilleurs, l'atténuateur du signal, les multi-trajets et le générateur de fréquences Doppler ;
- E. Modélisation des récepteurs sur la base des architectures déjà étudiées;
- F. Conception d'un bloc d'analyse du modèle en utilisant les possibilités offertes par l'outil Simulink (*Spectrum Scope, Time Scope, Display etc.*).

Les principes mentionnés ci-haut sont généralisés dans la section suivante.

#### 3.3.1 Description du modèle et de ses fonctionnalités générales

En se basant sur les principes mentionnés, le simulateur se compose des quatre parties distinctes :

- A. Source des signaux GPS et Galiléo (peut être multiples en fonction du nombre des satellites);
- B. Canal de perturbation;
- C. Récepteur avec les boucles PLL et DLL (peut contenir plusieurs canaux);
- D. Bloc d'analyse.

L'interaction entre les blocs est représentée à la Figure 57.

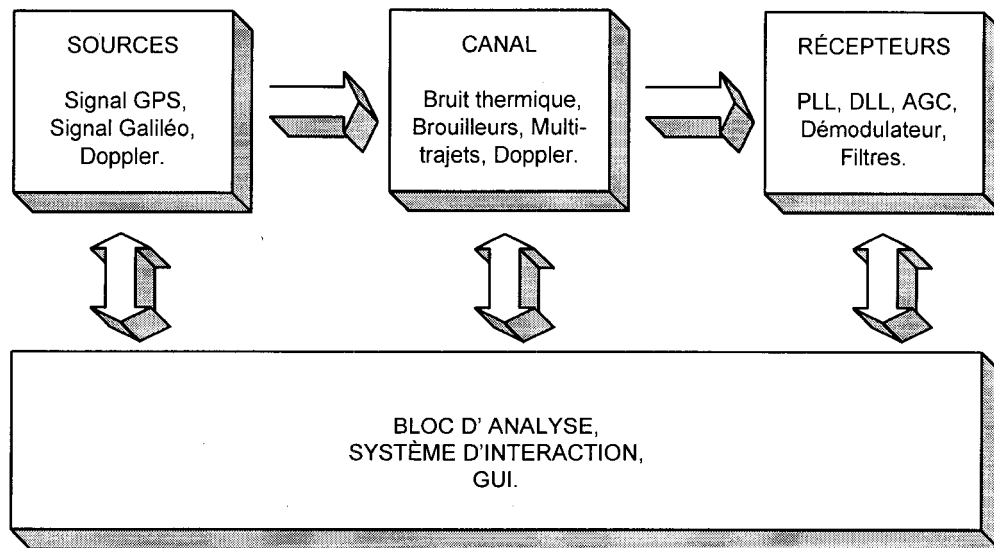


Figure 57 Structure du simulateur

La source génère les signaux du GPS et du système Galiléo, conformément aux schémas de modulation et de multiplexage décrits dans les chapitres précédents. Les signaux, qui sont générés en bande de base, sont transposés par la suite soit directement sur une fréquence intermédiaire préalablement choisie, soit sur la porteuse 1575.42 MHz. La fréquence et la phase du signal ainsi généré peut varier en fonction du stress dynamique choisi. Le nombre et la signature des signaux générés peuvent varier en fonction de la constellation des satellites choisis. Le rôle principal du canal de perturbation est d'atténuer le signal, de rajouter aux signaux transmis le bruit thermique, les brouilleurs et les multi-trajets afin de dégrader le signal et de rendre le model plus réaliste. L'effet Doppler peut être rajouté également. On choisit cette approche dans le cas, où les perturbations dynamiques sont appliquées directement sur le signal composite (modulé et transposé sur la porteuse). Les principaux éléments d'un canal de réception simulé sont les boucles PLL et DLL. Le comportement de ces dernières détermine les performances du récepteur et la robustesse du système en général. Il faut dire que ces boucles sont les principaux objets d'intérêts dans l'analyse de la robustesse du système face aux différentes dynamiques à l'entrée et face aux différents types de brouilleurs. Le récepteur contient également un bloc AGC, des démodulateurs de données et des filtres.

Le mode d'interaction avec le modèle nous permet de changer les paramètres du simulateur dont les résultats sont analysés à l'aide du bloc d'analyse. L'outil Simulink nous propose toute une gamme de blocs d'analyse comme dans le domaine temporel, et dans le domaine fréquentiel. La collecte de données et son stockage sont prévus également en Matlab. La source des signaux, le canal de perturbation et le récepteur sont les trois éléments principaux d'une chaîne de communication GPS (Galiléo). Les signaux à l'entrée du récepteur sont numérisés et le traitement des signaux par la suite est entièrement numérique. Les signaux dans la source et dans le canal peuvent être soit numériques, soit analogiques. Le choix de l'approche est déterminé par la façon dont la fréquence Doppler est simulée. Les principes de simulation de la fréquence Doppler dans le simulateur seront décrits en détail dans la section suivante. Il est important de noter qu'afin de bien visualiser la fonctionnalité des systèmes, la représentation Simulink est délibérément rapprochée des schéma-blocs des architectures à simuler. Nous tenons à cette approche car il facilite la compréhension du fonctionnement de l'ensemble et peut servir, entre autre, comme outil d'apprentissage. L'architecture simplifiée d'une chaîne de communication GPS (Galiléo), pour un seul signal généré, est représentée à la Figure 58.

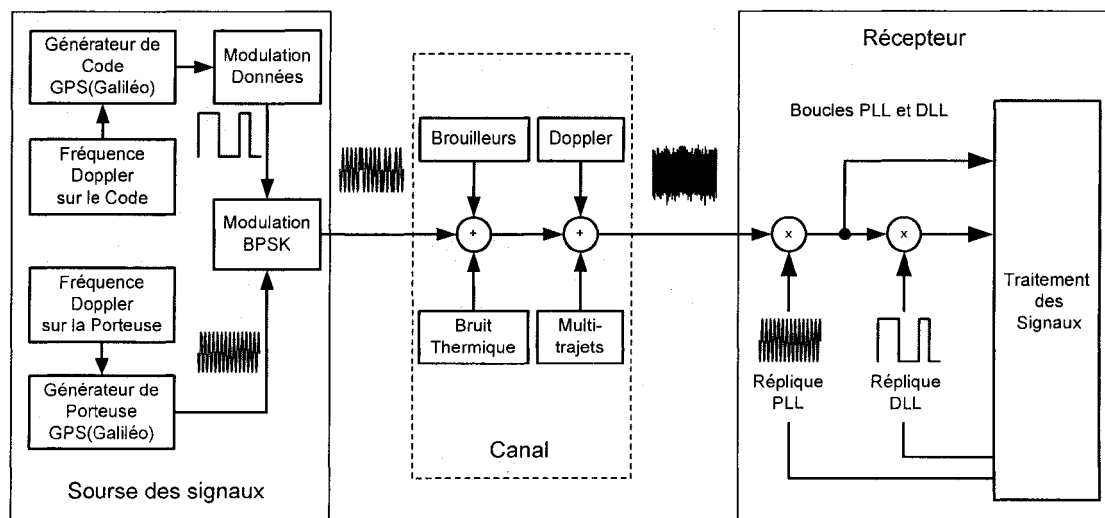


Figure 58 Chaîne de communication GPS (Galiléo) : Vue simplifiée

### 3.3.2 Effet Doppler dans le système de navigation par satellite

La génération des perturbations sur le signal GPS (Galiléo) dues à l'effet Doppler n'est pas une chose évidente et demande une bonne compréhension de ce phénomène. Rappelons que dans une chaîne de communication radio, le signal reçu par le récepteur n'a pas nécessairement la même fréquence que le signal transmis à la source (émetteur). En fait, la valeur de la fréquence reçue par le récepteur dépend de la vitesse radiale du déplacement de l'émetteur et du récepteur. Par analogie avec les systèmes acoustiques, ce phénomène peut être illustré sur la Figure 59.

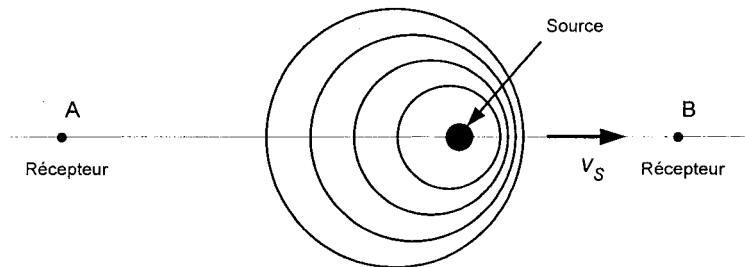


Figure 59 Principe de l'effet Doppler

Supposons que la source se déplace du point A au point B avec une vitesse  $v_s$  et que les récepteurs A et B se trouvent sur le même axe avec la source en mouvement. Dans ce cas, les deux récepteurs vont recevoir le signal transmis à des fréquences différentes et les valeurs de ces fréquences se calculent de la façon suivante :

$$f_A = f_s - f_d = f_s - \frac{v_s f_s}{c} \quad \text{et} \quad f_B = f_s + f_d = f_s + \frac{v_s f_s}{c} \quad (3.1)$$

Ici,

- $f_A$  = fréquence du signal reçu par le récepteur A;
- $f_B$  = fréquence du signal reçu par le récepteur B;
- $f_s$  = fréquence du signal émis;
- $f_d$  = fréquence Doppler;

$v_s$  = vitesse de la source;  
 $c$  = vitesse de la lumière ( $3 \times 10^8$  m/s).

Donc, la fréquence augmente si la source se rapproche du récepteur et diminue dans le cas contraire. En plus de changer la fréquence reçue dans le récepteur, ce phénomène a des conséquences sur la forme du spectre du signal reçu. Rappelons que dans le cas du code pseudo-aléatoire, le spectre se compose de raies qui sont distancées d'une valeur égale à la fréquence de répétition de ce code. Or, en présence de l'effet Doppler, la période du code pseudo-aléatoire change ce qui provoque le changement de la position des raies spectrales dans le spectre du signal. De plus, la distribution de la puissance entre les raies change. Ces changements ont un impact direct sur la corrélation entre le signal reçu et la réplique générée dans le récepteur. Afin d'assurer un bon fonctionnement des boucles PLL et DLL, il est important de connaître la plage des valeurs estimées de la fréquence Doppler dans la chaîne de communication GPS (Galiléo). Dans les systèmes de navigation par satellites, l'effet Doppler est dû d'une part à la rotation du satellite autour de la terre et, d'autre part, au mouvement du récepteur. Supposons que le récepteur se trouve à la surface de la terre et qu'il soit immobile. La Figure 60 nous aide à trouver la valeur de la vitesse radiale du satellite.

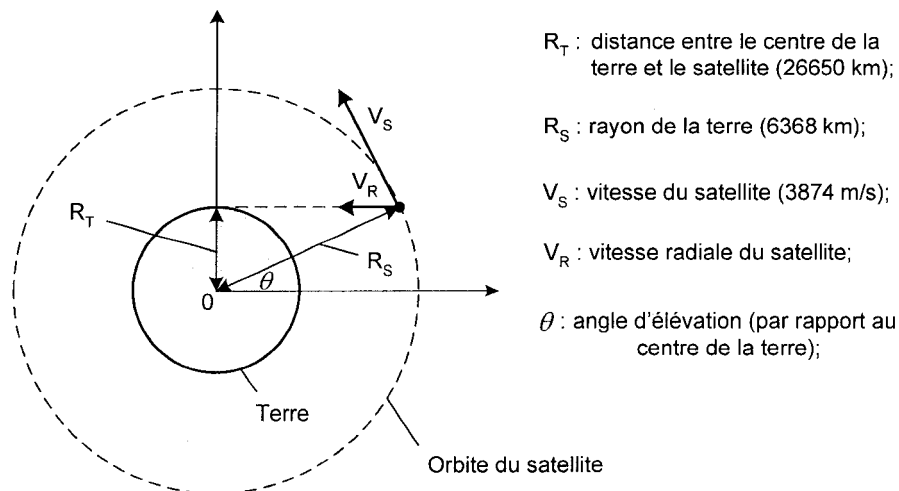


Figure 60 Effet Doppler causé par le mouvement du satellite

Conformément à la Figure 60, la vitesse radiale du satellite (en éliminant quelques étapes préliminaires) se calcule comme suit (Tsui, 2000) :

$$V_R = \frac{V_S R_T \cos \theta}{\sqrt{R_T^2 + R_S^2 - 2R_T R_S \sin \theta}} \quad (3.2)$$

La vitesse radiale n'est pas constante est change avec l'angle d'élévation  $\theta$ . Donc, un autre paramètre important à prendre en considération est l'accélération radiale  $A_R$ . L'accélération radiale est calculée conformément à l'expression (3.3).

$$A_R = \frac{\partial V_R}{\partial t} = \frac{V_S R_T \left[ V_S R_T \sin^2 \theta - (R_T^2 + R_S^2) \sin \theta + V_S R_T \right]}{\sqrt{(R_T^2 + R_S^2 - 2R_T R_S \sin \theta)^3}} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (3.3)$$

La Figure 61 représente la valeur  $V_R$  et  $A_R$  en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

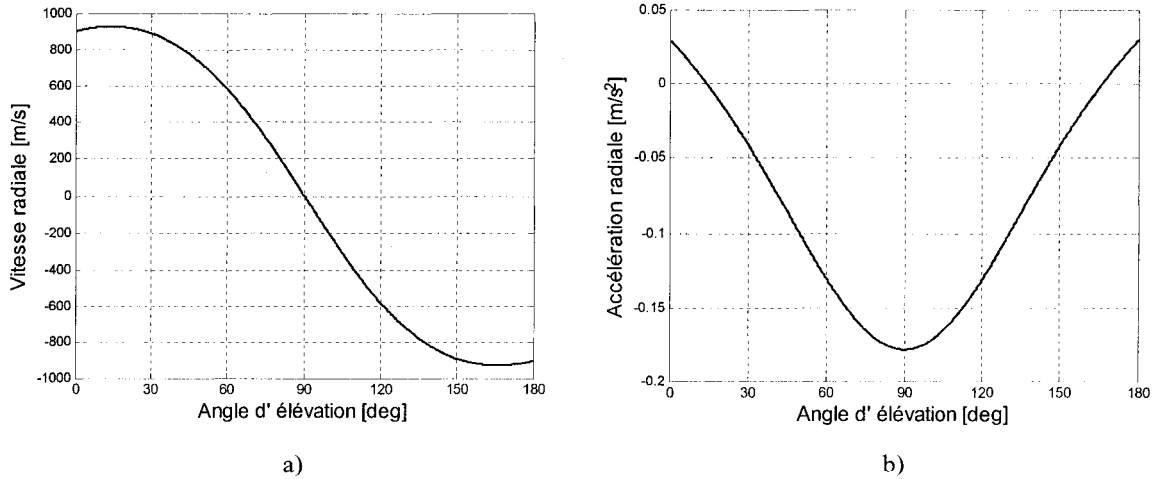


Figure 61 Paramètres  $V_R$  et  $A_R$  en fonction de l'angle  $\theta$

La valeur maximale de la vitesse radiale correspond aux extrêmes de la fonction (3.2); cette valeur se calcule à partir de l'équation (3.4).

$$\frac{\partial V_R}{\partial \theta} = \frac{V_S R_T [V_S R_T \sin^2 \theta - (R_T^2 + R_S^2) \sin \theta + V_S R_T]}{\sqrt{(R_T^2 + R_S^2 - 2R_T R_S \sin \theta)^3}} = 0 \quad (3.4)$$

La valeur maximale de la vitesse radiale ainsi obtenue est égale à 929 m/s et elle correspond à un angle d'élévation de 13.9 degrés vue de centre de la terre. Pour un observateur situé à la surface de la terre, à cet angle d'élévation, le satellite est vu à l'horizon. De la même manière, on peut calculer la valeur maximale de l'accélération radiale. Elle est égale à 0.178 m/s<sup>2</sup> et correspond à un angle d'élévation de 90 degrés (le satellite est au zénith). En connaissant la vitesse et l'accélération, on peut calculer les fréquences Doppler correspondantes dans le signal reçu par le récepteur. Pour la porteuse L1 = 1575.42 MHz, la fréquence Doppler maximale due à la vitesse radiale maximale du satellite se calcule conformément à l'expression suivante :

$$f_{d \max}^p = \frac{f_s V_{R \max}}{c} = \frac{1575.42 \times 10^6 \times 929}{3 \times 10^8} \approx 4.9 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (3.5)$$

De la même manière, la fréquence Doppler maximale sur le code C/A ( $f_{CA} = 1.023$  Mbps) est égale à :

$$f_{d \max}^{C/A} = \frac{f_{C/A} V_{R \max}}{c} = \frac{1.023 \times 10^6 \times 929}{3 \times 10^8} \approx 3.2 \text{ Hz} \quad (3.6)$$

La vitesse maximale du changement de la fréquence Doppler due à l'accélération causée par le mouvement du satellite se calcule de la même façon et la valeur sur la porteuse et sur le code transmis sont égales à 0.94 Hz/s et 0.0006 Hz/s respectivement. À cause d'un taux de transmission des données de navigation très faible (50 bps), l'effet Doppler sur ces dernières peut être considérée négligeable. Pour le système Galiléo, les satellites se trouvent à une distance de 29 994 km du centre de la terre et leur période de répétition est à peu près 51700 sec. La vitesse du satellite, dans ce cas, sera égale à 3645 m/s. En

utilisant les expressions (3.2) et (3.4), on trouve la vitesse radiale maximale du satellite Galiléo qui est égale à 774 m/s. Cette valeur est plus petite que dans le cas du GPS (929 m/s). L'effet Doppler sur les signaux dans la bande E2-L1-E1 du système Galiléo est présenté au Tableau VI.

Tableau VI

Effet Doppler sur les signaux Galiléo

Type du signal BOC(n,m)	Fréquence Doppler maximale (sous-porteuse/code), (Hz)	Vitesse de changement de la fréquence Doppler (sous-porteuse/code), (Hz/s)
L1 (porteuse)	4 100	0.63
BOC(2,2)	5.28 / 5.28	0.0008 / 0.0008
BOC(14,2)	36.95 / 5.28	0.0057 / 0.0008
BOC(10,5)	26.39 / 13.2	0.004 / 0.002

Dans le cas du système Galiléo, l'effet Doppler sur les codes est plus accentué que dans le cas du système GPS. Pour le code BOC(14,2), la fréquence Doppler peut atteindre la valeur d'à peu près 40 Hz. Dans l'analyse de l'effet Doppler du au mouvement du satellite, nous avons considéré que le récepteur est immobile ou son mouvement est négligeable. Si le récepteur se trouve sur un mobile à grande dynamique (ex. avion), l'effet Doppler causée par le mouvement de ce dernier doit être pris en compte. Pour avoir une idée de l'ordre des valeurs, la fréquence Doppler maximale sur la porteuse causée par le mouvement d'un avion volant à une vitesse de 950 km/h est égale à 1.36 kHz. Une accélération de 1g provoque une vitesse de changement de la fréquence Doppler égale à 51.5 Hz/s. Cette dernière est beaucoup plus importante que celle causée par le mouvement du satellite.



### 3.3.3 Principe de génération de la fréquence Doppler dans le simulateur

Dans la simulation de la fréquence Doppler, deux approches ont été retenues : la simulation de la fréquence Doppler dans le signal combiné (porteuse modulée avec le code) et la simulation de la fréquence Doppler séparément dans le code et dans la porteuse. Le désavantage de la première approche consiste au fait que la simulation de la fréquence Doppler n'est possible qu'avec une fréquence porteuse réelle, soit 1575.42 MHz. En revanche, cette approche est la plus réaliste. Dans cette approche, les proportions entre les fréquences Doppler sur le code et sur la porteuse sont gardées de façon naturelle.

$$k = \frac{f_{d\_p}}{f_{d\_c}} = \frac{V_R f_p / c}{V_R f_c / c} = \frac{f_p}{f_c} \quad (3.7)$$

Ici,

$k$	=	coefficient de proportion entre les fréquences porteuse et code;
$f_{d\_p}$	=	fréquence Doppler sur la porteuse;
$f_{d\_c}$	=	fréquence Doppler sur le code;
$f_p$	=	fréquence de la porteuse;
$f_c$	=	taux du code pseudo-aléatoire;
$V_R$	=	vitesse radiale du satellite;
$c$	=	vitesse de la lumière.

Dans le cas du code C/A du GPS,  $k = 1540$ . Pour ce qui est de la simulation séparée sur la porteuse et sur le code, le coefficient de proportion  $k$  n'est pas nécessairement respecté. Cette approche pourra être avantageuse afin d'étudier le comportement de la boucle PLL (DLL) prise à part sans tenir compte de l'interaction entre les boucles. Regardons plus en détails l'implémentation de ces deux approches sur Simulink. De façon générale, le signal en présence de l'effet Doppler à l'entrée du récepteur peut être récrit sous la forme suivante :

$$s(t) = d(t) \cos(2\pi f_p t + 2\pi f_d t) = d(t) \cos \left[ 2\pi f_p \left( t + \frac{f_d}{f_p} t \right) \right] = d(t) \cos[2\pi f_p (t + \Delta t)] \quad (3.8)$$

Ici,

- $f_d$  = fréquence Doppler sur la porteuse;
- $d(t)$  = code modulé avec les données de navigation;
- $f_p$  = fréquence de la porteuse;
- $\Delta t$  = retard temporel causé par l'effet Doppler;
- =  $f_d/f_p$ .

Il s'en suit, de l'expression (3.8), que la fréquence Doppler peut être introduite avec un retard temporel variable  $\Delta t$  du signal. Ce principe est utilisé, afin de simuler l'effet Doppler sur la porteuse modulée avec le code pseudo-aléatoire. Le schéma de la Figure 62 illustre l'implémentation Simulink. L'élément principal de ce schéma est le bloc *Variable Transport Delay*. Ce bloc assure le retard variable sur le signal modulé. La valeur de ce retard est spécifiée par le bloc *Doppler Shift*. Ce bloc représente un gain ( $f_d/f_p$ ) introduit sur la rampe du signal d'horloge. Compte tenu du fait que le bloc *Variable Transport Delay* n'accepte pas les retards négatifs, un décalage délibéré de la fréquence est inséré par le bloc *Frequency Offset*. Ce bloc représente un gain égal à  $f_{offset}/f_p$ . Le décalage  $f_{offset}$  doit être plus grand que la fréquence Doppler  $f_d$ . Par exemple, si la fréquence de la porteuse  $f_p$  doit être égale à 1 MHz et la fréquence Doppler estimée se trouve dans la plage de  $\pm 100$  kHz, la source doit générer une fréquence de 1.1 MHz. Le bloc *Frequency Offset* avec le gain de 100/1000 ramène la fréquence de la source à 1 MHz. Dans ce cas, avec la fréquence Doppler spécifiée ( $\pm 0.1$  MHz), à la sortie du bloc *Variable Transport Delay* la fréquence du signal sera égale à  $(1 \pm 0.1)$  MHz. Il faut remarquer que cette méthode doit être utilisée avec prudence. Il était constaté que le bloc *Variable Transport Delay*, dans certains cas, peut introduire des erreurs de calcul. Afin de s'assurer du bon fonctionnement du schéma, une vérification de la forme du signal à la sortie de ce bloc s'impose.

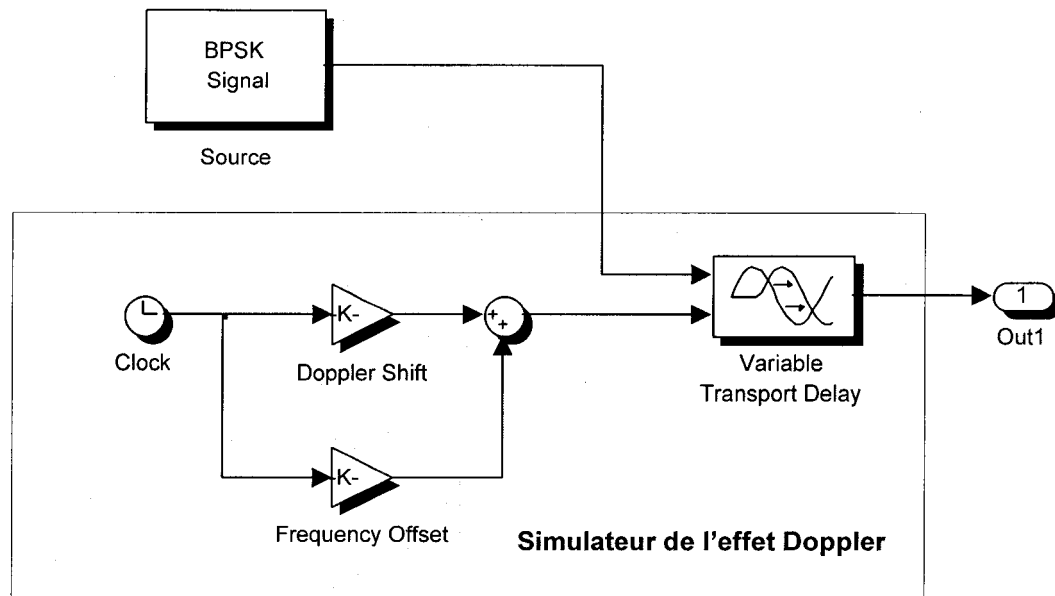


Figure 62 Simulation de l'effet Doppler sous Simulink

Une autre méthode utilisée dans le simulateur permet d'insérer la fréquence Doppler dans le signal en imitant l'équation de mouvement d'un corps physique pour lequel la distance parcourue se calcule comme suit :

$$l(t) = vt + \frac{a}{2}t^2 + \frac{j}{6}t^3 + \dots \quad (3.9)$$

Ici,

- $l(t)$  = distance parcourue;
- $v$  = vitesse de déplacement;
- $a$  = accélération;
- $j$  = jerk du mobile (suraccélération).

Dans notre cas, la distance dans l'expression (3.9) est équivalente à la phase du signal  $\theta(t)$ . Dans ce cas, par analogie, on pourra écrire :

$$\theta(t) = \omega_p t + \omega_d t + \frac{\theta_a}{2} t^2 + \frac{\theta_j}{6} t^3 + \dots + \theta_0 \quad (3.10)$$

Ici,

- $\omega_p$  = fréquence radiale de la porteuse (rad/s);
- $\omega_d$  = fréquence radiale due à l'effet Doppler (rad/s);
- $\theta_a$  = vitesse de changement de la fréquence radiale Doppler due à l'accélération (rad/s<sup>2</sup>);
- $\theta_j$  = accélération de changement de la fréquence radiale Doppler due à un jerk (rad/s<sup>3</sup>);
- $t$  = temps de propagation;
- $\theta_0$  = phase initiale.

Le schéma de la Figure 63 illustre ce concept pour la génération du signal C/A. Les blocs Fcn-1 et Fcn-2, qui représentent le bloc Fcn de Simulink, génèrent des signaux de forme  $\cos \theta(t)$  conformément à l'expression (3.10). La différence consiste dans la valeur de la fréquence générée et la valeur de la fréquence Doppler ajoutée. Par exemple, dans le cas de génération du signal C/A, le bloc Fcn-1 génère un signal sinusoïdale à une fréquence de 1.023 MHz tandis que le bloc Fcn-2 génère le signal sinusoïdale à une fréquence de 1575.42 MHz (ou une fréquence intermédiaire IF). La particularité de cette approche est déterminée par le fait que le générateur du code pseudo-aléatoire est piloté avec un signal externe. Donc, la structure du générateur doit être différente de celle offerte par la librairie de Simulink. Le plus grand avantage de cette approche, comme nous l'avons déjà mentionnés, consiste dans la possibilité de simuler l'effet Doppler séparément sur le code et la porteuse du signal transmis. De plus, cette approche permet de simuler l'effet Doppler sur n'importe quelle valeur de la fréquence choisie par rapport à l'approche précédente, où la simulation n'est possible que sur la fréquence porteuse L1. Il est suffisant de tenir compte du rapport entre les valeurs de fréquence Doppler simulées sur la porteuse et sur le code (ex. 1540 dans le cas du signal C/A).

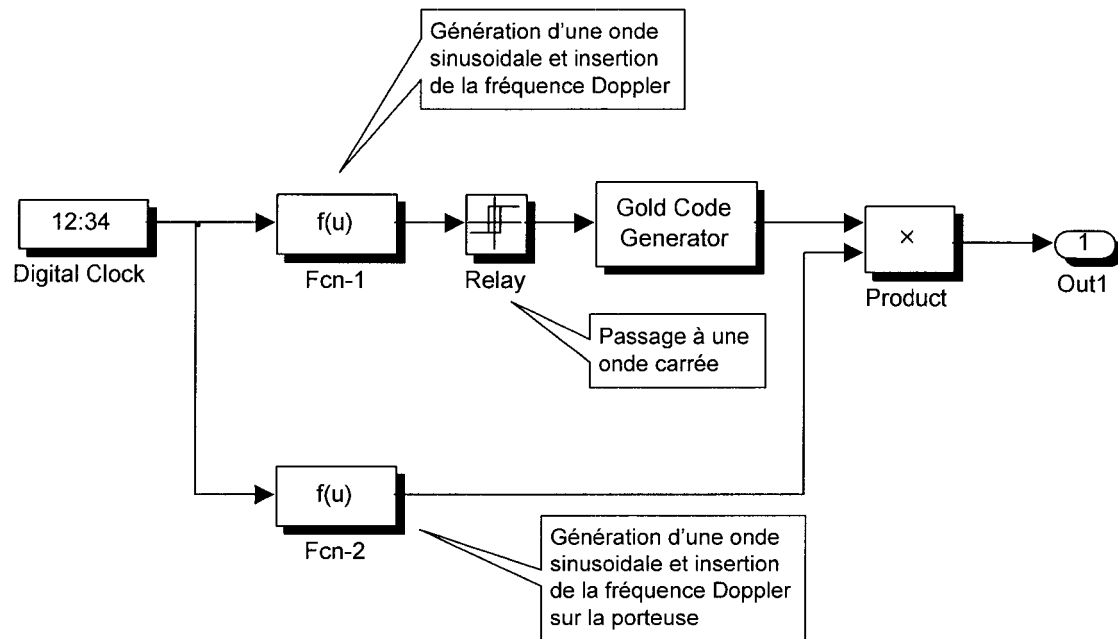


Figure 63 Simulation de l'effet Doppler séparément sur les deux signaux

### 3.3.4 Architecture et description fonctionnelle de la source du signal

L'architecture de la source du signal est très flexible. Elle peut varier, par exemple, en fonction du type d'analyse à effectuer. Pour une analyse de l'interopérabilité des deux systèmes dans la bande  $L1/(E2-L1-E1)$ , la source des signaux se compose des deux parties distinctes : générateur du signal C/A et le générateur des signaux BOC(2,2), BOC(14,2) et BOC(10,5). Dans le cas où on a besoin de faire une analyse de robustesse, par exemple de la boucle DLL, la source peut être simplifiée à un simple générateur du code C/A pour GPS ou BOC(n,m) pour GPS modernisé et Galiléo. Nous tenons toujours à cette flexibilité de l'architecture qui nous permet d'alléger le simulateur et de rendre le temps des simulations beaucoup plus court. Par contre, cette approche nous mène plutôt à l'utilisation de plusieurs modèles des simulations (analyse des discriminateurs de la PLL, analyse des discriminateurs de la DLL, analyse des interférences, etc.) plutôt que l'utilisation d'un seul et unique modèle générique. Malgré cela, dans n'importe quel type de configuration, on retrouve toujours le même principe général de simulation de la

source. L'approche qui était utilisée dans la conception de la source du signal nous a permis, entre autre, de simuler les perturbations dynamiques provoquées par le mouvement relative satellite-récepteur dans la phase de génération du signal à transmettre (Figure 64).

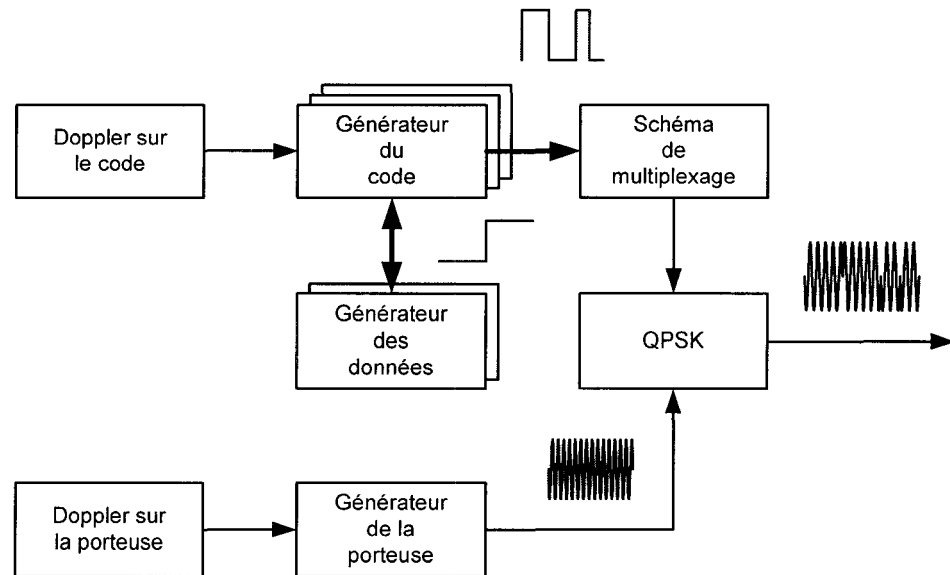


Figure 64 Principe de fonctionnement de la source du signal

D'après cette approche, le générateur de la fréquence intermédiaire tout comme le générateur du code reçoivent une aide en fréquence proportionnel à la vitesse de déplacement radial satellite - récepteur de la manière décrite dans les sections 3.3.2 et 3.3.3. Le générateur des données est synchronisé avec la séquence pseudo-aléatoire générée par le générateur du code afin d'aligner les deux signaux. La fréquence de la porteuse peut varier entre 1575.42 MHz et  $F_s/4$  ( $F_s$  est la fréquence d'échantillonnage). La valeur  $F_s/4$  assure la symétrie du spectre du signal conformément aux principes décrits dans la section 2.3.1. La Figure 65 représente le spectre du signal C/A échantillonné à une fréquence de 8.184 MHz. La génération de la porteuse à une fréquence de  $F_s/4$  est utilisée dans le cas où on veut éviter la double conversion des fréquences (montante dans la source du signal et descendante dans le récepteur) dans la

phase de simulation. Cette approche nous permet de rendre le model plus léger est d'augmenter la vitesse de simulation.

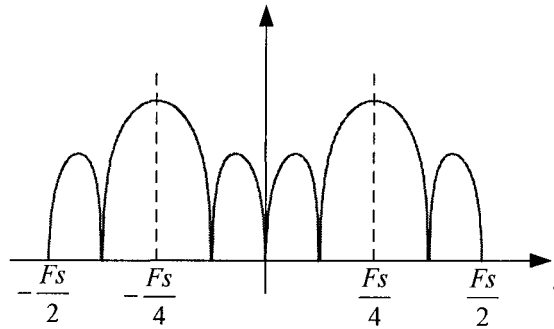


Figure 65 Choix de la fréquence intermédiaire

#### 3.3.4.1 Simulation du signal C/A

En fonction de l'approche dont le stressé dynamique est simulé, la source du signal C/A peut être implémentée en deux variantes : avec une simulation sélective sur le code (porteuse) ou avec la simulation du stressé dynamique sur le signal composite (porteuse modulée avec le code pseudo-aléatoire). La Figure 66 présente le schéma de la source du signal C/A avec le stressé dynamique simulé séparément sur le code et sur la porteuse du signal. La principale particularité de cette approche est basée sur le fait que la fréquence et la phase du code pseudo-aléatoire sont contrôlées par le générateur de l'onde carrée. Ce générateur, composé du bloc *Fcn-1* et *Relay-1*, génère un signal conformément à l'expression (3.11). La partie incluse à l'intérieure des crochets est générée par le bloc *Fcn-1* tandis que la fonction *sign* est simulée par le bloc *Relay* (avec les paramètres 1 et -1). Le signal de référence (le temps) est généré par le bloc *Digital Clock*. Ce signal de référence représente une rampe qui se transforme dans un signal cyclique par la fonction trigonométrique *cos*. L'expression (3.11) permet d'insérer facilement les perturbations dynamiques de l'ordre supérieur comme l'accélération et le jerk, par exemple.

$$s_{code}(t) = \text{sign} \left[ \cos \left( 2\pi \frac{F_c}{2} \cdot u + \Delta_{vit} 2\pi \cdot u + \frac{\Delta_{acc} 2\pi}{2} \cdot u^2 + \frac{\Delta_{jerk} 2\pi}{6} \cdot u^3 + \Delta_{in} \right) \right] \quad (3.11)$$

Ici,

- $F_c$  = fréquence qui correspond aux taux des bribes (bribes/s);  
 $\Delta_{vit}$  = valeur de l'erreur ajoutée due à la vitesse (bribes/s);  
 $\Delta_{acc}$  = valeur de l'erreur ajoutée due à l'accélération (bribes/s<sup>2</sup>);  
 $\Delta_{jerk}$  = valeur de l'erreur ajoutée due au jerk (bribes/s<sup>3</sup>);  
 $\Delta_{in}$  = décalage initial (bribes);  
 $u$  = signal à l'entrée du bloc Fcn-1 (rampe générée par le bloc *Digital*  
 = *Clock*).

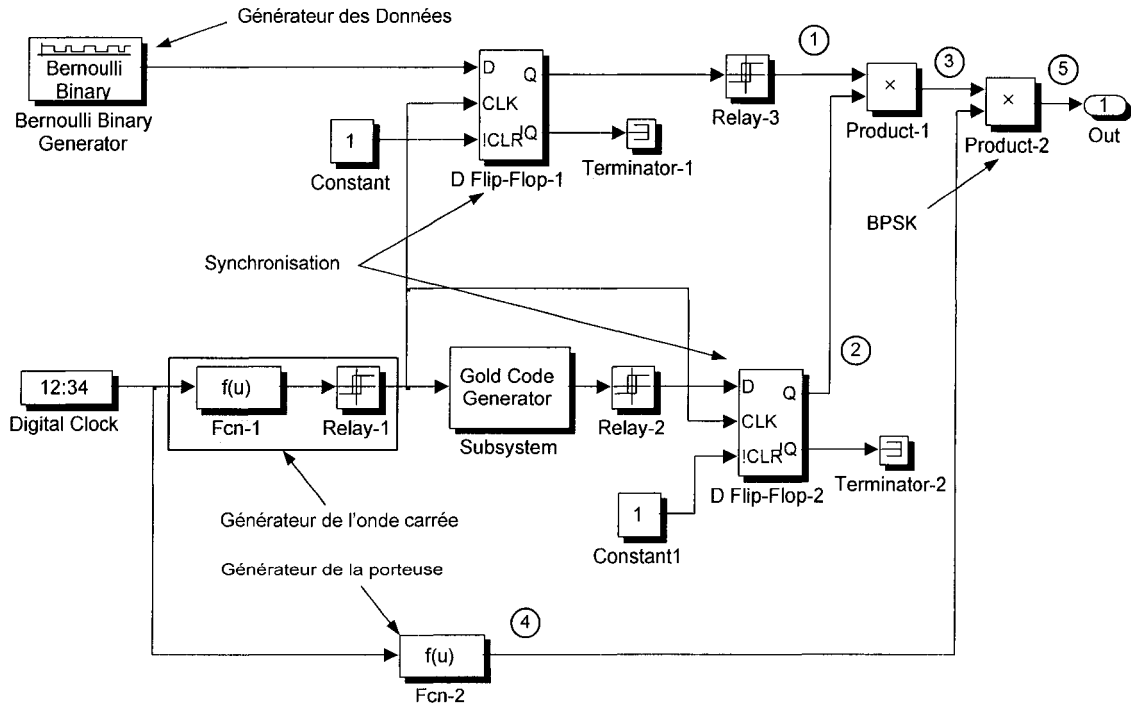


Figure 66 Génération du signal C/A sur Simulink (v1)



De l'expression (3.11), on peut remarquer que pour simuler, par exemple, une erreur du code égale à une bribe revient à introduire un déphasage de  $2\pi$  dans le signal sinusoïdal. Au delà de cette valeur, le processus a un caractère cyclique et pour des sauts de phases plus importants, on peut utiliser le bloc du Simulink appelé *Variable Integer Delay*. Normalement, l'erreur initiale du positionnement du code qui dépasse une bribe est sans intérêt car elle n'est pas tolérée par les discriminateurs de la boucle DLL, comme on va le voir plus loin dans le chapitre. On se rappelle que dans le simulateur actuel ce n'est que le mode de poursuite qui est implémenté. Dans ce cas, l'erreur de phase entre le signal transmis et sa réplique ne doit pas dépasser les valeurs déterminées par les discriminateurs qu'ils soient de la boucle de code ou de la boucle de phase. Spécialement pour la boucle de code, cette valeur est égale à une bribe.

Il faut dire que l'élément principal du schéma de modulation du signal C/A est le générateur de code pseudo-aléatoire qui génère une séquence du code de Gold. La fréquence et la phase de cette séquence doivent être contrôlées par le signal en entrée. Le schéma proposé permettant d'effectuer ce contrôle est présenté à la Figure 67.

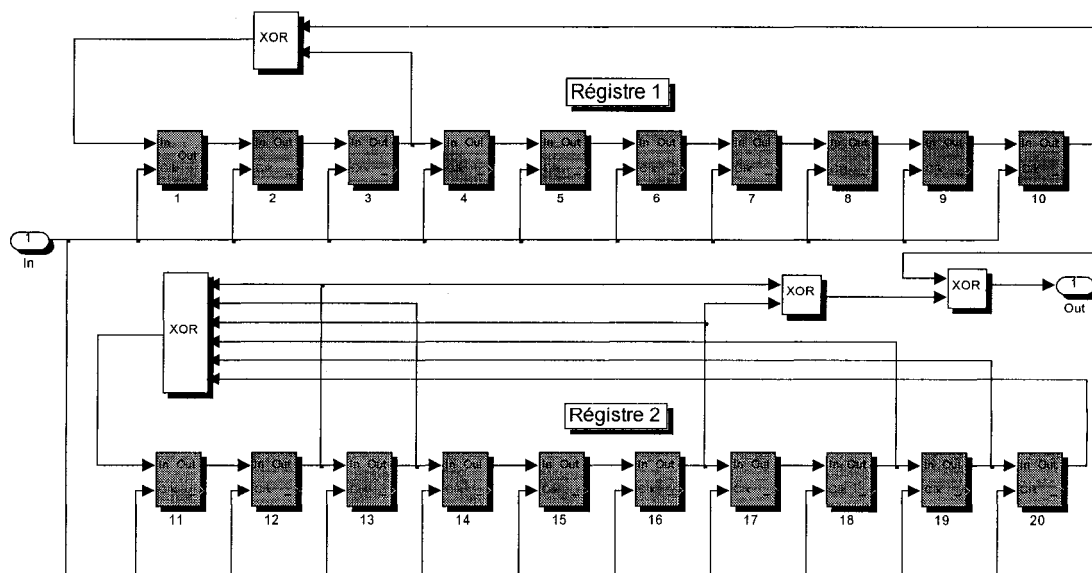


Figure 67 Génération du code de Gold

Ce schéma est une réplique du principe de génération du code de Gold présentée dans la section 2.2.2. Les deux registres sont composés des dix cellules chacun avec une synchronisation externe. La composition de cellule est présentée à la Figure 68.

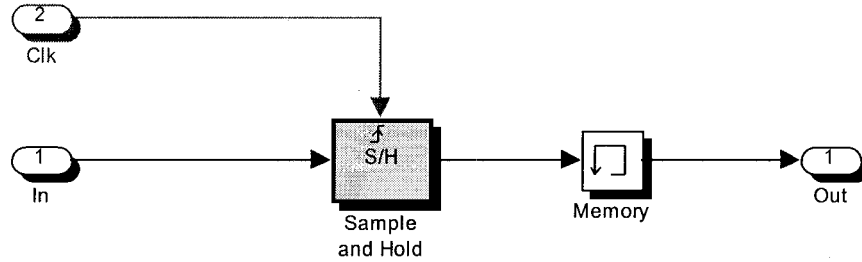


Figure 68 Cellule d'un registre du générateur de code

Les données de navigation sont simulées par le bloc *Bernoulli Binary Generator* qui génère une séquence aléatoire à un taux de 50 bits/s. Dans la phase de calcul des pseudo-mesures, ce générateur peut être remplacé par une source de données réelles.

Le générateur de la fréquence intermédiaire (porteuse) est une source du signal sinusoïdal utilisant le même principe que dans le cas du générateur du code. La manipulation du générateur se fait de la même manière que dans le cas décrit ci-haut à partir de l'expression mathématique suivante :

$$s_{IF}(u) = \cos\left(2\pi \frac{F_S}{4} \cdot u + \theta_{vit} \cdot u + \frac{\theta_{acc}}{2} \cdot u^2 + \frac{\theta_{jerk}}{6} \cdot u^3 + \theta_{in}\right) \quad (3.12)$$

Ici,

- $F_S$  = fréquence d'échantillonnage (Hz);
- $\theta_{vit}$  = valeur de la phase ajoutée due à la vitesse (rad/s);
- $\theta_{acc}$  = valeur de la phase ajoutée due à l'accélération (rad/s<sup>2</sup>);
- $\theta_{jerk}$  = valeur de la phase ajoutée due au jerk (rad/s<sup>3</sup>);
- $\theta_{in}$  = valeur de la phase initiale (rad).

La modulation BPSK du signal sinusoïdal par le code pseudo-aléatoire se fait en multipliant les deux signaux de manière explicite dans le mélangeur *Product-2* (Figure 66). Afin d'assurer la synchronisation entre les signaux, deux bascules (D Flip-Flop-1 et D Flip-Flop-2) sont utilisées.

Le schéma d'une autre approche possible de simulation de la fréquence Doppler est représenté à la Figure 69. À la différence de l'approche déjà présentée, la fréquence Doppler, dans ce cas, est simulée par le bloc *Variable Transport Delay* qui introduit un délai variable de temps conformément au principe expliqué dans la section 3.3.3. Les blocs *Doppler* et *Bias* (qui représentent des gains) déterminent la valeur de ce délai. Car il n'est pas nécessaire de synchroniser le générateur du code pseudo-aléatoire avec un signal externe, on peut utiliser à cette fin le générateur du code de Gold offert par la librairie de Simulink. Tous les blocs sont synchronisés par le processus naturel de Simulink. Il est important de mentionner que la source des signaux dans la configuration de la Figure 69 peut fonctionner dans le mode continue (sans échantillonnage) et donc la simulation est beaucoup plus vite surtout pour la simulation des fréquences très élevées (ex. fréquence porteuse égale à 1575.42 MHz). L'inconvénient d'utiliser les blocs en mode continue est due au fait que la fréquence des signaux générés n'est pas stable et varie avec le temps de simulation (les calculs se font par interpolation). Donc, pour les temps de simulation importants par rapport à la fréquence générée, cette méthode ne convient pas. Dans le présent simulateur, il était jugé plus avantageux d'utiliser la première approche (simulation de la fréquence Doppler séparément sur la porteuse et sur le code) à cause de sa flexibilité et surtout à cause de la stabilité durant la simulation (tout le processus est numérisé). De plus, la source dans cette configuration peut être implémentée dans les couches physiques afin d'effectuer des simulations temps réel.

Le spectre du signal C/A en fréquence de base et tout comme le spectre du signal transposé sur une fréquence intermédiaire sont présentés à la Figure 70. La fréquence d'échantillonnage choisie, dans ce cas, est égale à 8.184 MHz.

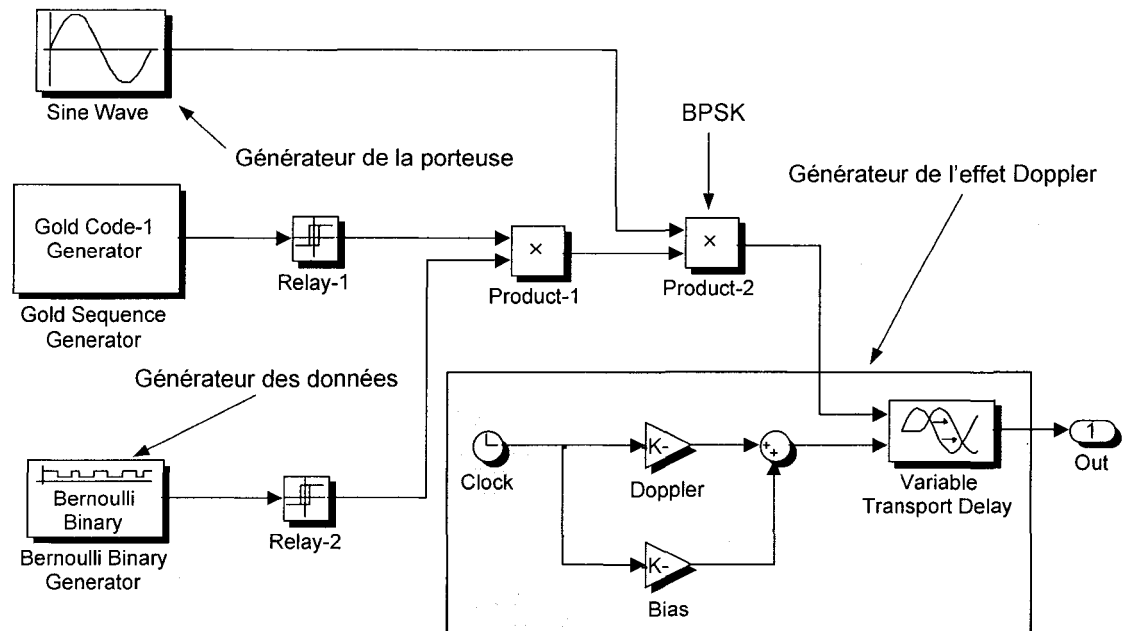
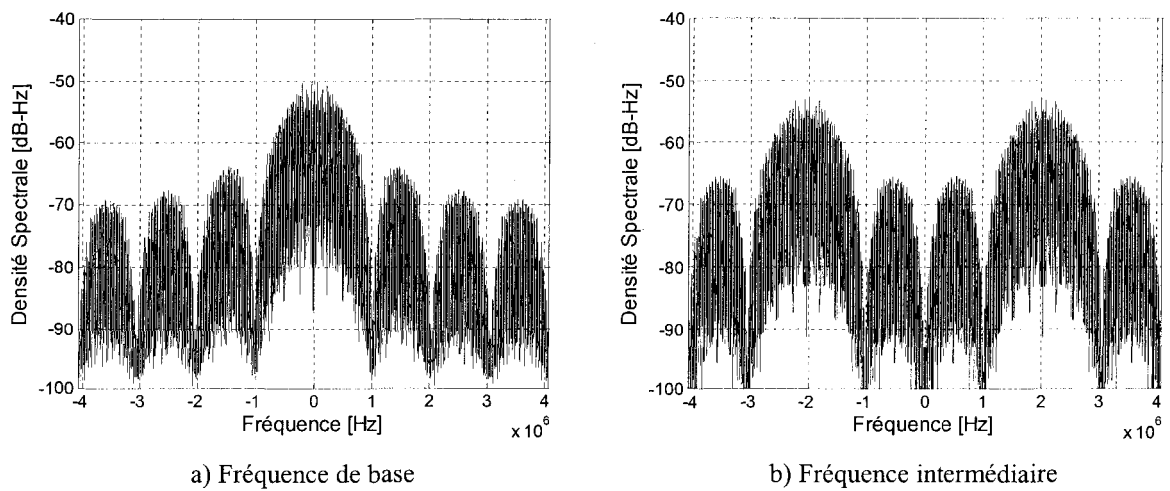


Figure 69 Génération du signal C/A sur Simulink (v2)

Figure 70 Spectre du signal C/A ( $f_s = 8.184$  MHz)

### 3.3.4.2 Simulation du signal E2-L1-E1

Le schéma du générateur du signal E2-L1-E1 du système Galiléo est basé sur le principe de modulation des signaux décrit dans le chapitre 1 (Figure 16). En reprenant cette approche, on obtient le schéma de simulation présenté à la Figure 71. Le bloc *Code & Data Generator* génère trois types de signaux : BOC(14,2) modulé avec les données, BOC(2,2) modulé avec les données et BOC(2,2) non modulé avec les données. Les trois signaux à la sortie, sont modulés par la suite, en utilisant la modulation hexaphase modifiée. La modulation BPSK se fait sur deux voies (en phase et en quadrature) en utilisant les mêmes principe de génération de la porteuse que dans le cas décrit pour le signal C/A. Le générateur de l'onde carrée permet de synchroniser tous les signaux BOC et d'insérer, également, le stress dynamique. Afin d'assurer une enveloppe constante du signal mixte, les gains ont la valeur  $\cos(0.6155)$  pour les deux premiers et  $\sin(0.6155)$  pour le troisième et quatrième.

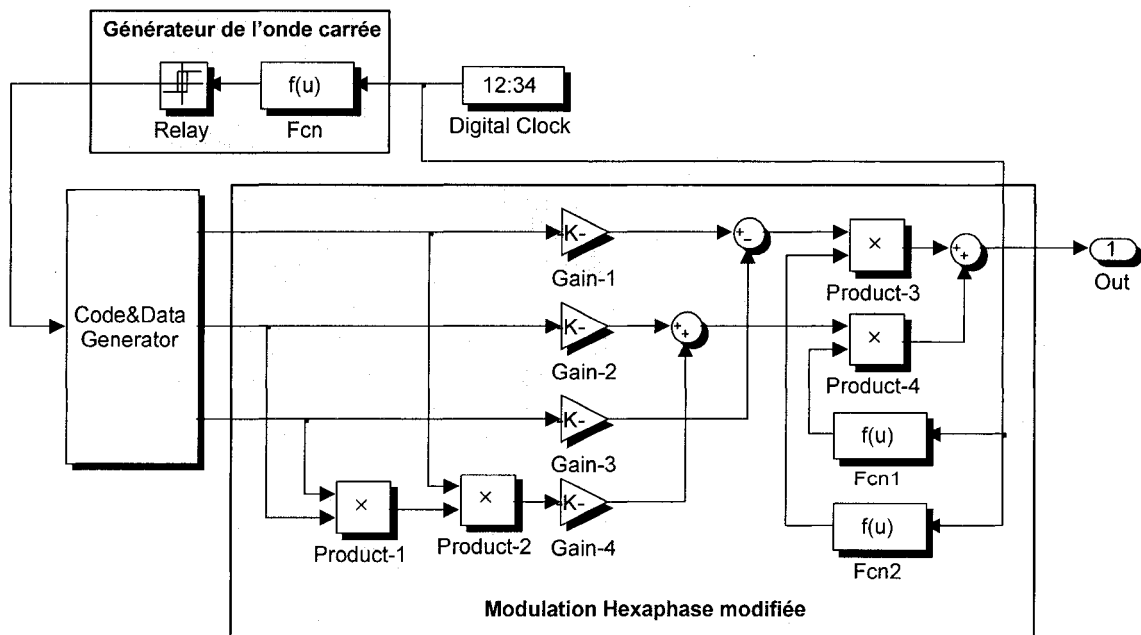


Figure 71 Schéma de génération du signal E2-L1-E1

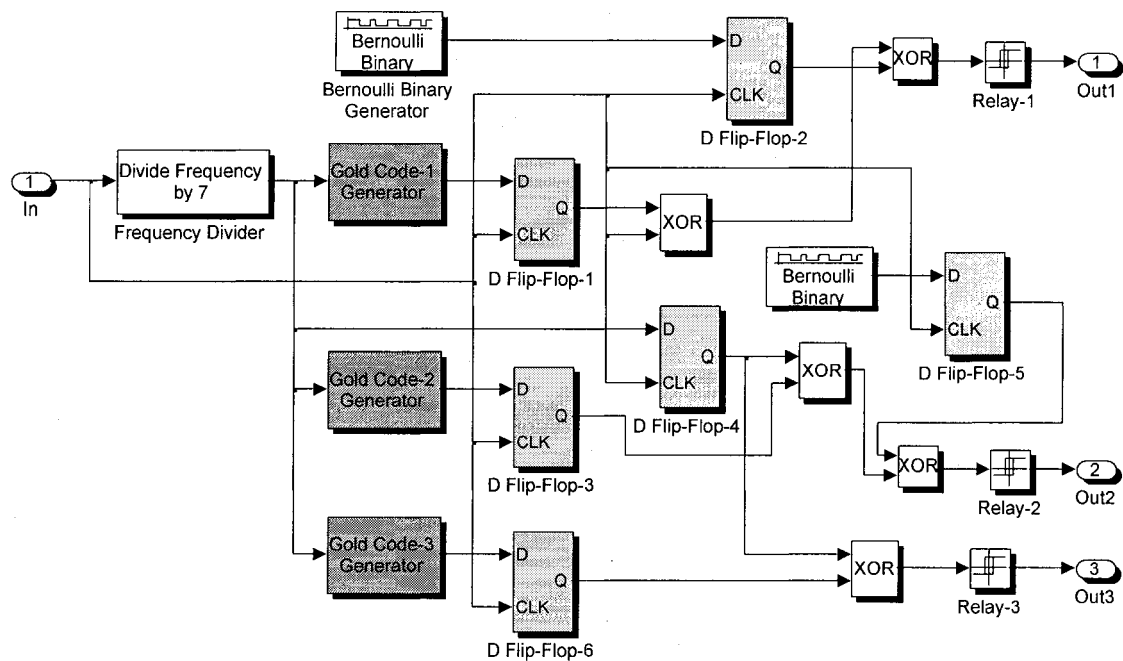


Figure 72 Génération des signaux BOC(14,2) et BOC(2,2)

Il est intéressant de décrire les particularités de génération des codes BOC( $n,m$ ) dont nous faisons usage dans notre architecture. Le schéma du générateur du signal BOC (14, 2) de la Figure 72 peut nous servir comme exemple. La modulation BOC(14,2) consiste en une onde carrée générée à une fréquence de  $14 \times 1.023$  MHz est qui est modulée par une séquence pseudo-aléatoire possédant un taux de  $2 \times 1.023$  Mbps. La modulation se fait à l'aide de l'opérateur logique OU exclusif (bloc *XOR*). Les deux signaux impliqués sont parfaitement synchronisés à l'aide des blocs *D Flip-Flop* (Figure 72). Le fait de moduler l'onde carrée, dans ce cas, revient à déplacer le spectre du code pseudo-aléatoire de son origine et de le placer sur une sous-porteuse dont la fréquence est égale à  $14 \times 1.023$  MHz. Cette technique nous permet de placer les lobes principaux des signaux BOC( $n,m$ ) dans les creux des spectres des signaux GPS (ex. *M-code* ou *P-code*) afin d'obtenir une meilleure compatibilité entre plusieurs types de signaux en réduisant les interférences possibles et pour, finalement, assurer une meilleure occupation spectrale. Spécialement, le choix de la modulation BOC(14,2) dans le système de

navigation Galiléo est dicté par le fait que le programme de modernisation du système de positionnement GPS prévoit l'utilisation du code BOC(10,5) dans la même bande de fréquence L1. Donc en choisissant la modulation BOC(14,2), on place nos lobes principaux dans les creux du spectre du signal BOC(10,5). La différence entre le schéma de modulation du signal BOC(2,2) et ce décrit ci-haut est dans la fréquence de l'onde carrée utilisée. Dans le cas du signal BOC(2,2), la valeur de cette fréquence est égale à  $2 \times 1.023$  MHz. En ce qui concerne le générateur du code pseudo-aléatoire, il doit générer un signal dont les spécifications générales étaient décrites dans le chapitre 2 (voir Tableau II). Jusqu'à présent, les polynômes générateurs du code de Gold, pour ce type de signaux, ne sont pas définis. En conclusion de cette analyse, il fut proposé d'utiliser les codes pseudo-aléatoires de la même famille que ceux utilisés dans le GPS. De cette manière, il est plus facile de comparer les performances du récepteur en présence des signaux du GPS et du système Galiléo.

Il faut remarquer que la simulation de la source du signal Galiléo dans la bande E2-L1-E1 avec le signal BOC(14,2) nécessite un échantillonnage d'au moins 65.472 MHz, ce qui demande un temps de simulation très important (Pany, 2003). Étant donné que la priorité dans la conception des récepteurs hybrides (dans le cadre de ce travail) est portée sur des applications civiles, le signal d'intérêt sera plutôt BOC(2,2). Le signal BOC(14,2), comme nous l'avons déjà mentionné dans les sections précédentes, est destiné à des applications restreintes (ex. militaires). Mais puisqu'il fait partie de la modulation hexaphase modifiée, on ne peut pas l'éliminer. Par contre, on pourra le remplacer par le signal BOC(2,2) modulé avec les données de navigation mais utilisant un autre code pseudo-aléatoire que celui du signal utile. La fréquence d'échantillonnage minimale exigée, dans ce cas, est de 16.368 MHz ce que nous permet de réduire la charge de calcul et, en conséquence, diminuer le temps de simulation nécessaire. Les résultats de simulation ont démontrés que le remplacement du signal BOC(14,2), dans le schéma de modulation hexaphase modifiée, par le signal BOC(2,2) ne dégrade pas le signal utile.

### 3.3.5 Architecture et description fonctionnelle du canal de perturbation

Le rôle du canal de perturbation est de rendre le schéma le plus réaliste possible en simulant la propagation des signaux transmis. Si on considère que les principales sources de perturbations sont le bruit thermique, les brouilleurs et les multi-trajets, alors le schéma simplifier du canal peu avoir la forme représentée à la Figure 73. Les blocs *dB Gain* assurent l'atténuation du signal en fonction du rapport  $C/N_0$  choisis. La valeur du gain d'atténuateur est choisie conformément à l'expression suivante :

$$[P_s]_{dB} = \frac{C}{N_0} - 10 \log(F_s) + 3 + [P_{bruit}]_{dB} \quad (3.13)$$

Ici,

- $P_s$  = puissance du signal (W);
- $F_s$  = fréquence d'échantillonnage (Hz);
- $P_{bruit}$  = puissance du bruit thermique (W);
- $C/N_0$  = rapport signal sur densité spectrale de bruit (dB-Hz).

Afin de simplifier la démarche, la puissance du bruit thermique est choisie égale à 0 dBW. Il est important de s'assurer que la puissance du signal à l'entrée de l'atténuateur sera aussi égale à 0 dBW. La partie du schéma concernant la simulation du stress dynamique est similaire à celle décrite dans la source du signal. Dans le cas où le stress dynamique est simulé dans la source des signaux, cette partie peut être omise. La partie multi-trajet assure la somme du signal direct avec le signal retardé dans le temps et ce dernier est atténué par un facteur déterminé par le bloc *Attenuation*. Le bruit thermique est simulé par le bloc *Gaussian Noise Generator* avec une variance égale à 1. La partie brouilleur est composée de trois types de brouilleurs : *CWI (Continuous Wave Interference)*, *PWI (Pulse Wave Interference)* et *Chirp*. Le bruit thermique et les brouilleurs sont additionnés au signal résultant de la somme du signal GPS et du signal Galiléo.



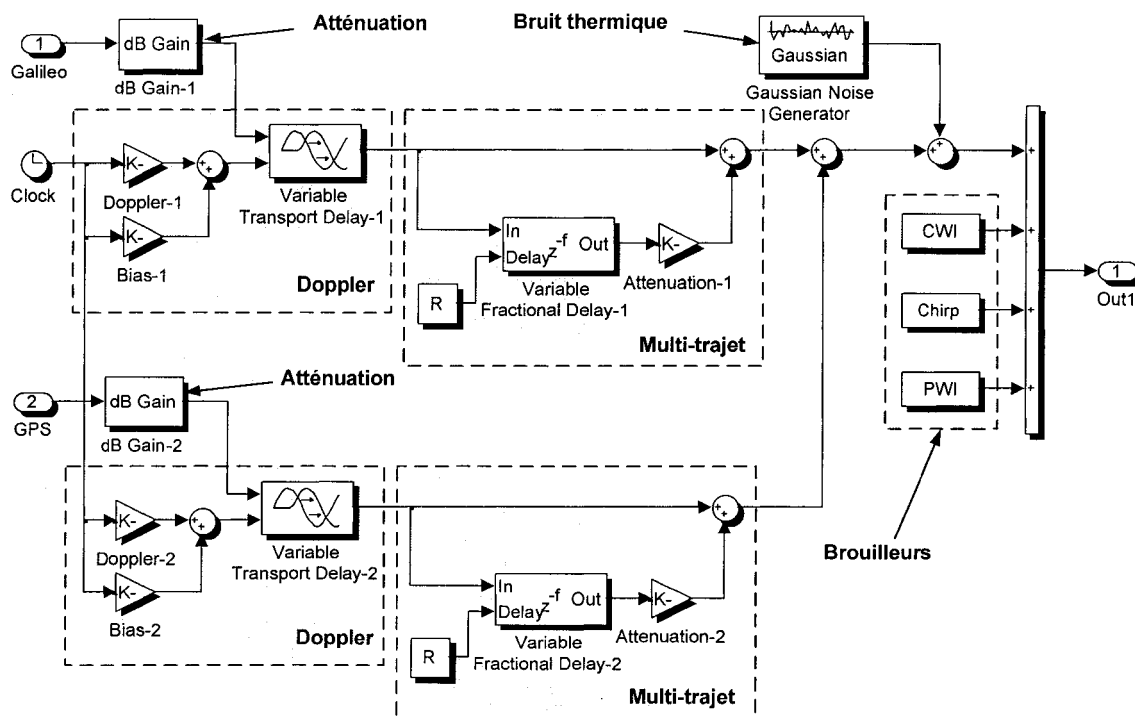


Figure 73 Canal de perturbations sur Simulink

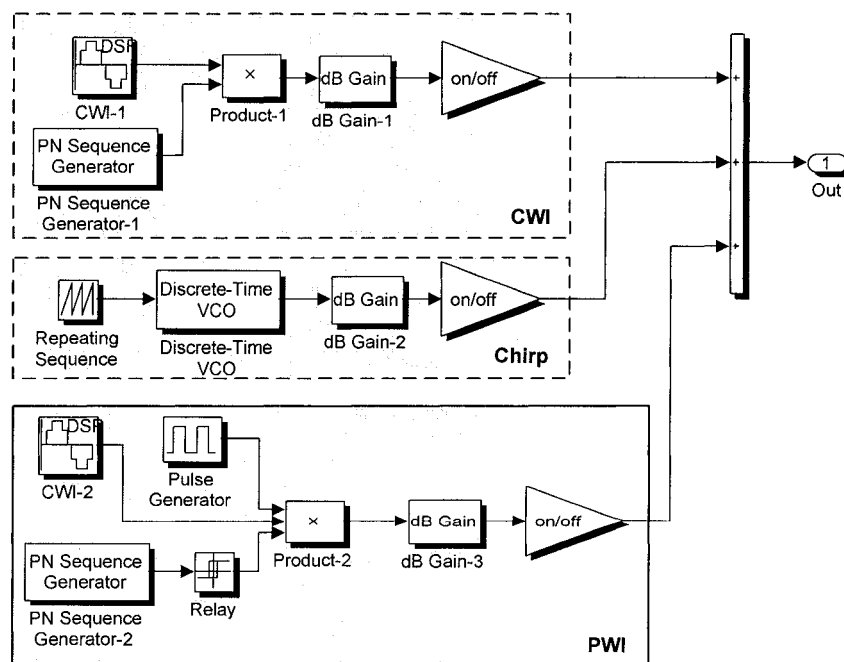


Figure 74 Brouilleurs CWI, PWI et Chirp sur Simulink

À la base du générateur de brouilleur CWI est un générateur du signal sinusoïdal (Figure 74). Puisque le spectre du signal sinusoïdal représente une Dirac, il était jugé nécessaire d'élargir ce dernier en modulant le signal sinusoïdal avec un code pseudo-aléatoire qui définit la largeur du spectre de notre brouilleur. Normalement, on spécifie la largeur du spectre de quelques dizaines de Hz. Le signal *Chirp* est généré par le bloc *Discrete-Time VCO* qui est commandé par une séquence répétitive. Pour le brouilleur PWI, en plus de générer un signal sinusoïdal modulé, on utilise le générateur de l'onde carré (amplitude de 0 à 1) afin de commuter périodiquement le signal résultant. En remplaçant le générateur de l'onde carrée par un générateur binaire aléatoire, les oscillations sont contrôlées de manière apériodique. La Figure 74 ne représente qu'une seule cellule de chaque type de brouilleur. Évidemment, dans la simulation sur l'analyse de robustesse, le nombre de cellules augmente en fonction de l'analyse effectuée. La puissance des brouilleurs est spécifiée avec les blocs *dB Gain*. La Figure 75 représente les spectres des trois types de brouilleurs placés autour d'une certaine fréquence intermédiaire.

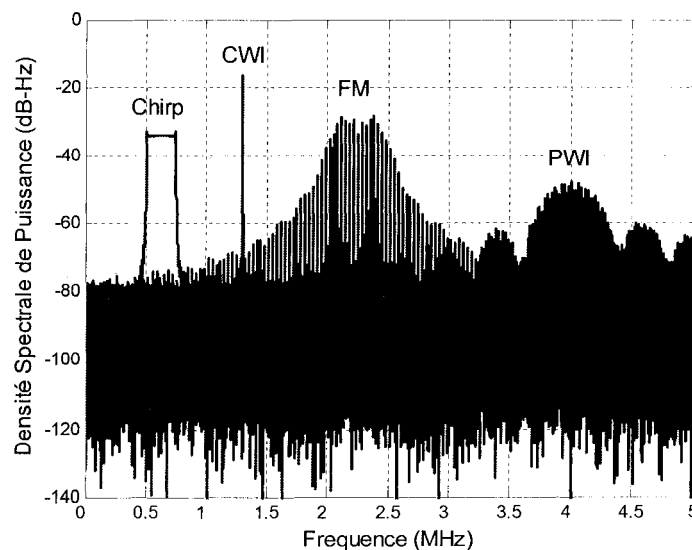


Figure 75 Brouilleurs CWI, PWI, FM et Chirp

### 3.3.6 Simulation du récepteur numérique

La simulation du récepteur numérique est basée sur les principes et les architectures décrits dans le chapitre 2. Dans la phase d'implémentation sur Matlab/Simulink, il était jugé préférable de garder la même représentation schématique que sur les schémas blocs. Cette approche facilite la compréhension du fonctionnement de l'ensemble de l'architecture et établit un lien plus étroit avec le concept théorique. Dans la simulation de l'architecture du récepteur, l'accent est porté sur l'analyse de robustesse de ce dernier au stress dynamique et aux brouilleurs. Rappelons que la robustesse du récepteur GPS (Galiléo) est presque totalement définie par les boucles PLL et DLL. Or, durant la simulation, le récepteur GPS (Galiléo) sera représenté par les boucles PLL et DLL qui feront l'objet d'une analyse détaillée en présence de différentes perturbation en entrée.

#### 3.3.6.1 Simulation du récepteur GPS

L'architecture du récepteur GPS simulée sur Simulink est représentée à la Figure 76.

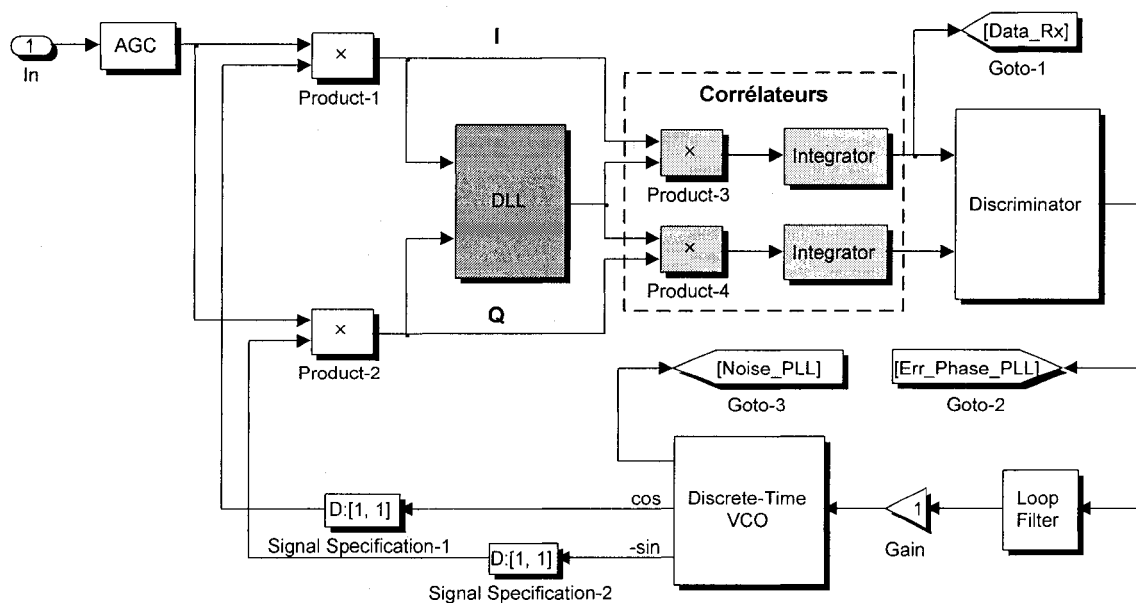


Figure 76 Récepteur GPS sur Simulink

Cette implémentation est une réplique du schéma de la Figure 36 dont le fonctionnement était expliqué dans le chapitre 2. Dans son ensemble, le schéma de la Figure 76 représente une boucle d'asservissement de phase quadratique avec une boucle de code imbriquée de la manière déjà analysée au chapitre 2. Rappelons que le rôle de la DLL et d'assurer le désétalement spectral du signal en entrée.

Le bloc AGC assure un niveau constant du signal mixte à l'entrée des boucles. Normalement, il est paramétré pour assurer que la variance du signal en sortie soit égale à 1. Le schéma du bloc AGC implémenté sur Simulink est représenté à la Figure 77. Le principe de fonctionnement du schéma est basé sur le fait que le signal en entrée est normalisé par sa moyenne quadratique calculée par le bloc *RMS* de Simulink. Ce calcul se fait sur un nombre d'échantillons choisi en fonction de la vitesse de changement du signal en entrée. La variance du signal en sortie est déterminée par le bloc *Gain*. Habituellement, le nombre d'échantillons déterminé par le bloc *Buffer* est choisi égale à 32 et le gain égal à 1.7. Le bloc *Fcn* assure la division entre le signal en entrée et sa moyenne quadratique ajustée. Afin d'éviter la division par zéro, une valeur infiniment petit (*eps* de Matlab) est ajoutée au dénominateur.

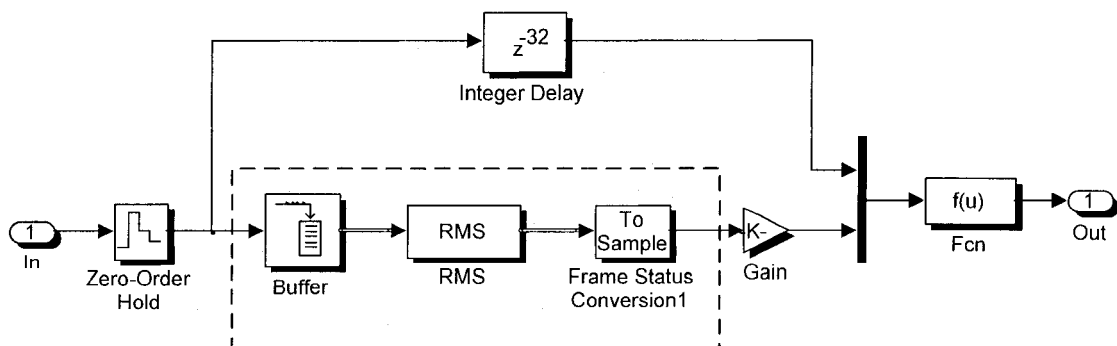


Figure 77 Bloc AGC sous Simulink

Le bloc *Integrator* que représente un sous-système, réalise l'intégration numérique à l'aide du bloc *Buffer* et *Mean*. Si le bloc *Buffer*, par sa longueur, détermine le temps d'intégration de prédétection, le bloc *Mean* calcule la moyenne du signal sur cette période conformément au principe de la Figure 44. L'implémentation Simulink de l'intégrateur est représentée à la Figure 78.

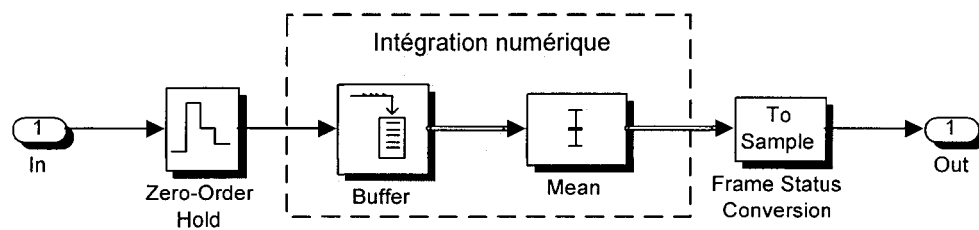


Figure 78 Intégrateur sur Simulink

À la base du bloc VCO se trouve le bloc sous la même nomme de Simulink. Ce bloc était modifié de sorte à ajouter encore une sortie supplémentaire pour le signal en quadrature (-sin) et une sortie pour la mesure du changement de phase du signal répliqué (*Out-3*). La sortie *Out-3* sert également à mesurer le bruit dans la boucle.

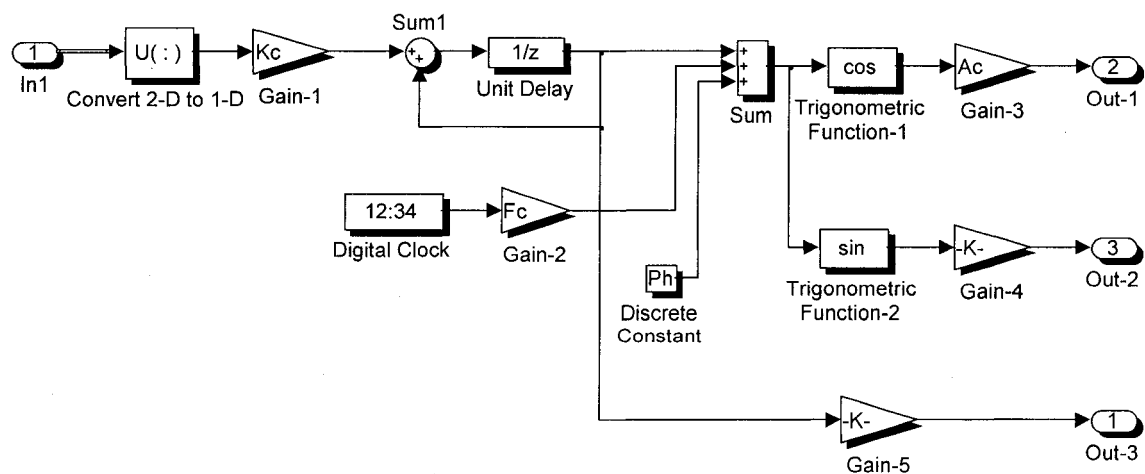


Figure 79 VCO sur Simulink

L'implémentation Simulink (Figure 80) du filtre de boucle est une réplique parfaite du schéma de la Figure 41. Ici la Figure 80a, b et c représente les filtres de boucle d'ordre 0, 1 et 2 respectivement. Les blocs *Gain* déterminent les coefficients des filtres par rapport à la bande équivalente du bruit  $Bn$  et le temps d'intégration  $T$ . Par exemple, pour le filtre d'ordre 1 (Figure 80b), la valeur du bloc *Gain-1* est égale à  $(Bn/0.53)^2 \times T$  et du bloc *Gain-2* à  $1.414 \times (Bn/0.53)$ . Le bloc *Gain-3* assure la division par deux. Rappelons que les valeurs des coefficients du filtre sont choisies du Tableau IV.

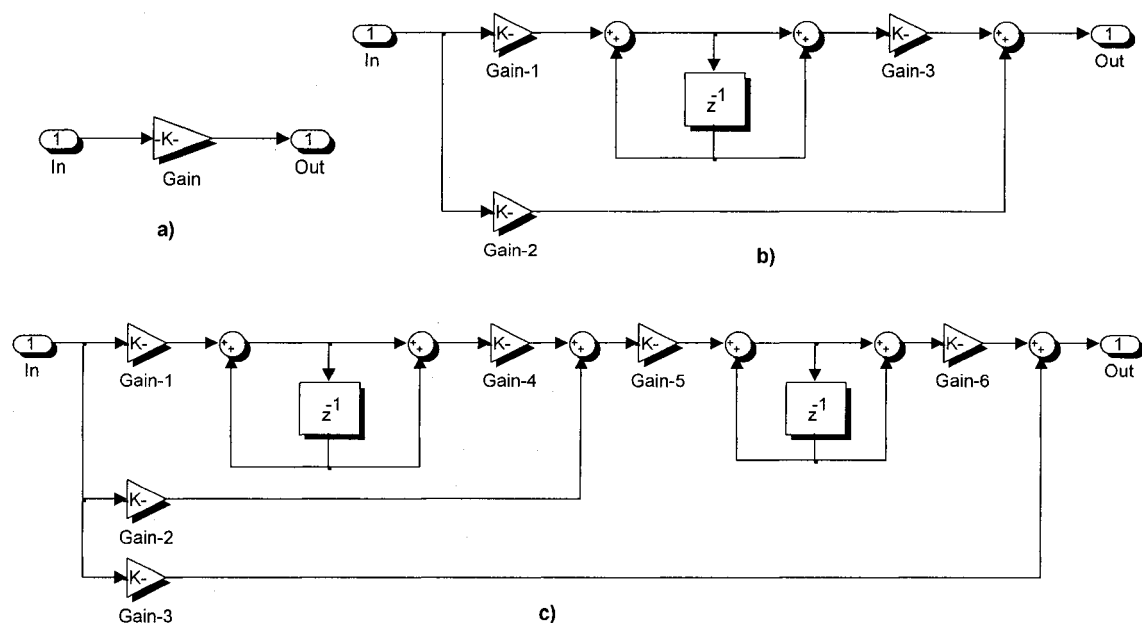


Figure 80 Filtre de boucle sur Simulink

Le discriminateur de boucle (Figure 81) assure les opérations trigonométriques du Tableau III à l'aide du bloc *Fcn* du Simulink. Encore une fois, afin d'éviter la division par zéro, une valeur *eps* de Matlab doit être ajoutée au dénominateur.

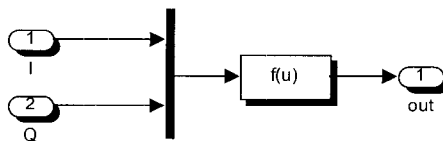


Figure 81 Discriminateur PLL

Les blocs *Signal Specification* de Simulink jouent un rôle plutôt technique et assure le fonctionnement du schéma en boucle fermée. Les données brutes sont récupérées à la sortie des corrélateurs (*Data\_Rx*) et l'erreur de phase entre le signal en entrée et la réplique générée dans la boucle est mesurée à la sortie du discriminateur. L'utilisation du VCO dans la boucle PLL a une particularité dont il faut tenir compte. Le VCO a une sensibilité de 1 Hz/V ou  $2\pi$  rad/s/V. Or, puisque la sortie du discriminateur de boucle est représentée en radian, il faut réduire la sensibilité du VCO par un facteur de  $2\pi$ . De cette façon, la boucle sera réglée pour un gain unitaire (1 rad/s/V).

Une place très importante dans le récepteur GPS est occupée par la boucle de code. Le schéma Simulink de la boucle est représenté à la Figure 82. L'implémentation du bloc *Loop Filter*, *Discrete-Time VCO*, *Discriminator* et *Integrator* est similaire à ceux décrits pour la boucle de phase.

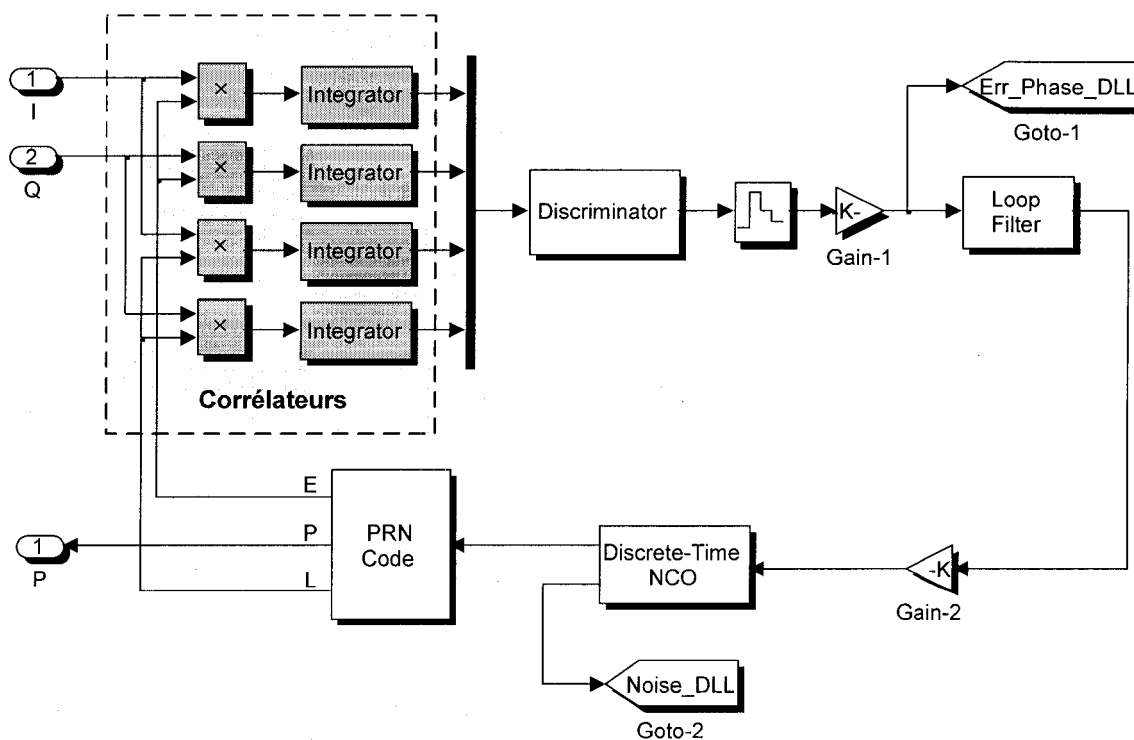


Figure 82 DLL sur Simulink

Le bloc *Discriminator* dont à la base se trouve le bloc *Fcn*, effectue les opérations mathématique résumées dans le Tableau V. Encore une fois, on évite la division par zéro en ajoutant la valeur *eps* de Matlab au dénominateur. La boucle du code possède quatre corrélateurs (deux pour chaque voie) afin d'effectuer la corrélation avance et retard entre le signal en entrée de la boucle et la réplique générée. La réplique avance (E), phase (P) et retard (R) est générée par le bloc *PRN Code* dont le schéma sous Simulink est représentée à la Figure 83.

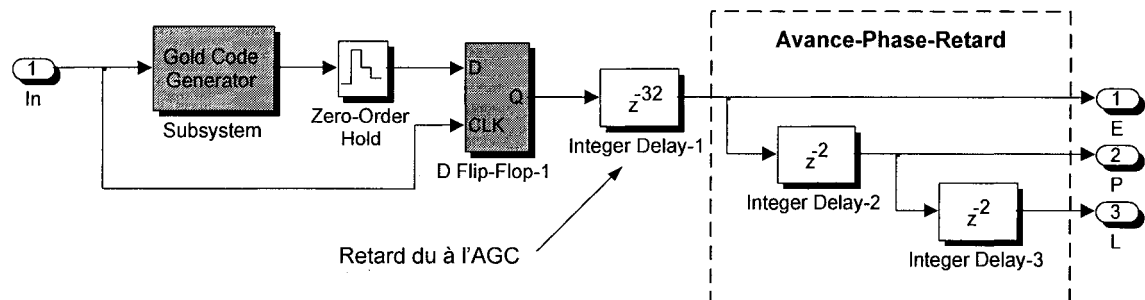


Figure 83 Génération de la réplique du code sur Simulink

Le principe de génération du code de Gold est le même que dans la source du signal. La génération des codes avance, phase et retard s'effectue à l'aide des blocs *Integer Delay* dont les valeurs dépendent du paramètre  $d$ . Rappelons que le paramètre  $d$  spécifie l'espacement binaire entre le code avance (retard) et le code en phase. Il faut remarquer que dans ce cas, le décalage dans le temps n'est possible que par multiple d'une période d'échantillonnage. Afin d'utiliser des retards variables, on peut utiliser le bloc *Variable Fractional Delay* du Simulink. Dans ce cas il faut tenir compte d'une légère déformation de la forme du signal à la sortie du bloc. Pour aligner le signal généré en phase avec le signal en entrée, il faut prendre en compte tous les retards existants entre la source des signaux et la boucle de code. De plus, pour simuler le signal avance, un retard additionnel de  $d$  doit être inséré dans la source des signaux. Dans le schéma de la Figure 83, le retard de 32 échantillons simulé par le bloc *Integer Delay* sert à compenser le retard causé par le bloc AGC.



### 3.3.6.2 *Simulation du récepteur du système Galiléo*

L'implémentation du récepteur du système Galiléo sur Simulink est similaire à celle du récepteur GPS. La plus grande particularité consiste dans l'implémentation de la boucle de code. D'une part, la boucle DLL doit assurer un traitement des trois signaux transmis utilisant la modulation hexaphase modifiée et d'autre part, retrouver la phase des codes transmis dont la fonction d'autocorrélation possède plusieurs pics. Rappelons que le récepteur Galiléo, simulé dans le cadre de ce travail, opère dans la bande E2-L1-E1. Dans la bande mentionnée, le système utilise trois signaux : BOC(14,2) ou BOC(10,5), BOC(2,2) et BOC(2,2) pilote. Il faut se rappeler de plus que seulement les deux derniers signaux sont destinés au grand public ou autrement dit font partie des signaux civils. Donc, ces deux signaux feront le principal objet d'analyse dans le cadre de ce travail concernant le récepteur du système Galiléo. En ce qui concerne le traitement du signal BOC(14,2), l'analyse est limitée par l'approche générique dont on pourra utiliser afin de retrouver le pic central de la fonction de corrélation. Pour une analyse plus détaillée, il sera préférable d'utiliser la simulation temps réel car le signal BOC(14,2) nécessite un échantillonnage de 80 MHz ce qui demande, sous Simulink, un temps de simulation beaucoup plus important que pour le signal BOC(2,2). Pour cette raison, dans le processus d'analyse du récepteur du système Galiléo, le signal BOC(14,2), faisant partie du schéma de modulation hexaphase modifié, a été remplacé par un signal BOC(2,2). Cette approche nous a permis de réduire la fréquence d'échantillonnage à 20 MHz et en conséquence, réduire le temps de simulation. Une autre modification apportée dans le processus de la simulation concerne le principe de génération des codes pseudo-aléatoires utilisés dans la bande des fréquences déjà mentionnée. Normalement, conformément aux dernières publications officielles, les codes pseudo-aléatoires utilisés dans la formation des signaux BOC(2,2) et BOC(2,2) pilote ont une durée respective de 4 ms et 100 ms. La durée des codes respectifs étant de 8184 bribes et 204600 bribes. Actuellement, les polynômes générateurs se trouvant à la base des signaux mentionnés ne sont pas définis. Dans ces conditions, il était jugé raisonnable d'utiliser les mêmes

codes pseudo-aléatoires que pour le GPS dont les propriétés sont bien connues. Cette approche nous permet de placer les deux systèmes dans les mêmes conditions ce qui rend l'analyse comparative entre ces deux systèmes très attractive. Pour cette raison, le taux de données de navigation du système Galiléo, actuellement défini comme 250 bits/s, est remplacé par un taux de 50 bits/s. Le schéma du récepteur du système Galiléo sur Simulink est présenté à la Figure 84. Dans l'approche de la Figure 84, nous avons opté pour une boucle PLL en quadrature (Costas) à cause de la plage dynamique plus élevée offerte par le discriminateur *atan2* et à cause du fait que la boucle DLL est plus robuste en fonctionnant sur deux voies (phase et quadrature). À la différence du récepteur GPS, la boucle DLL est plus complexe et la démodulation des données nécessite l'utilisation de deux corrélateurs additionnelles (Brodin, 2003; Fante, 2003).

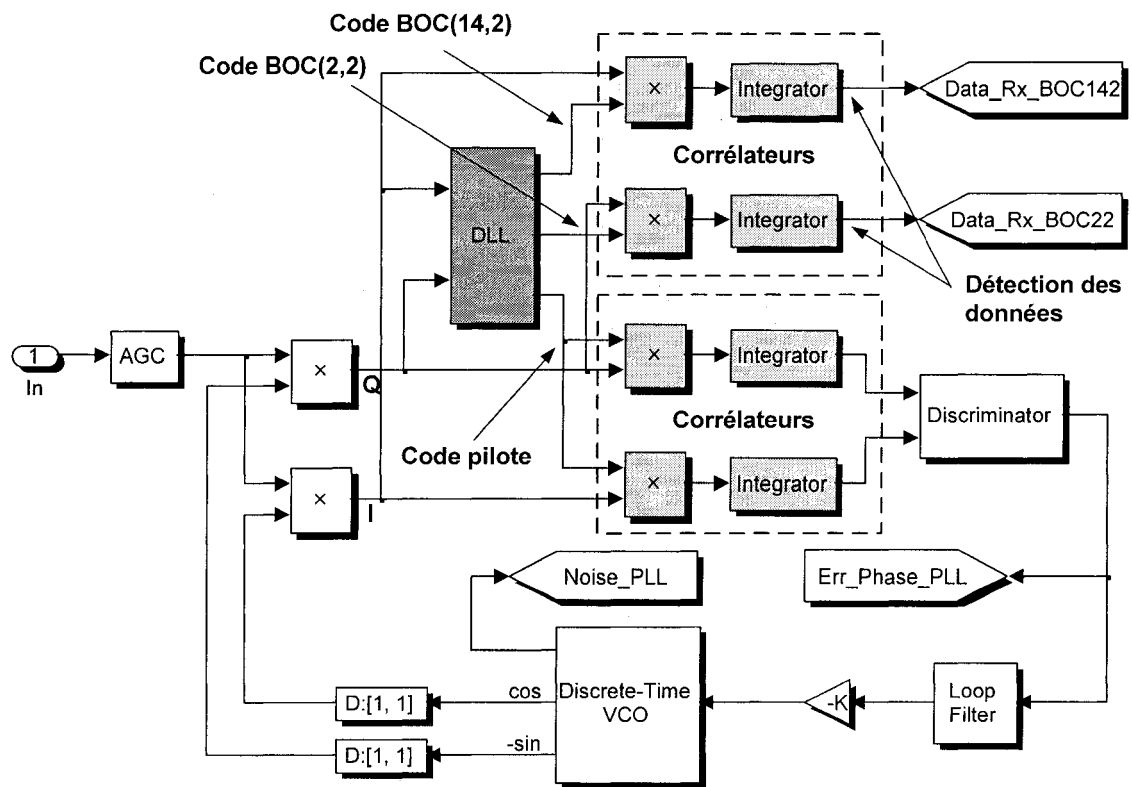


Figure 84 Récepteur Galiléo sur Simulink

La démodulation des données est réalisée en corrélant directement la réplique du code générée dans la boucle DLL avec le signal mixte (modulé en hémaphase modifiée) sur la voie en phase pour le signal BOC(14,2) et sur la voie en quadrature pour le signal BOC(2,2) conformément au schéma de modulation à la source des signaux. L'implémentation sur Simulink de tous les éléments du schéma est analogue à celle décrite pour le GPS. Les modifications apportées concernent surtout la boucle DLL (Ganguly, 2003) dont le schéma sur Simulink est présenté à la Figure 85. Dans l'approche de la Figure 85, nous avons proposé une configuration de la boucle DLL qui nécessite un nombre minimal des corrélateurs pour le traitement des trois signaux mentionnés.

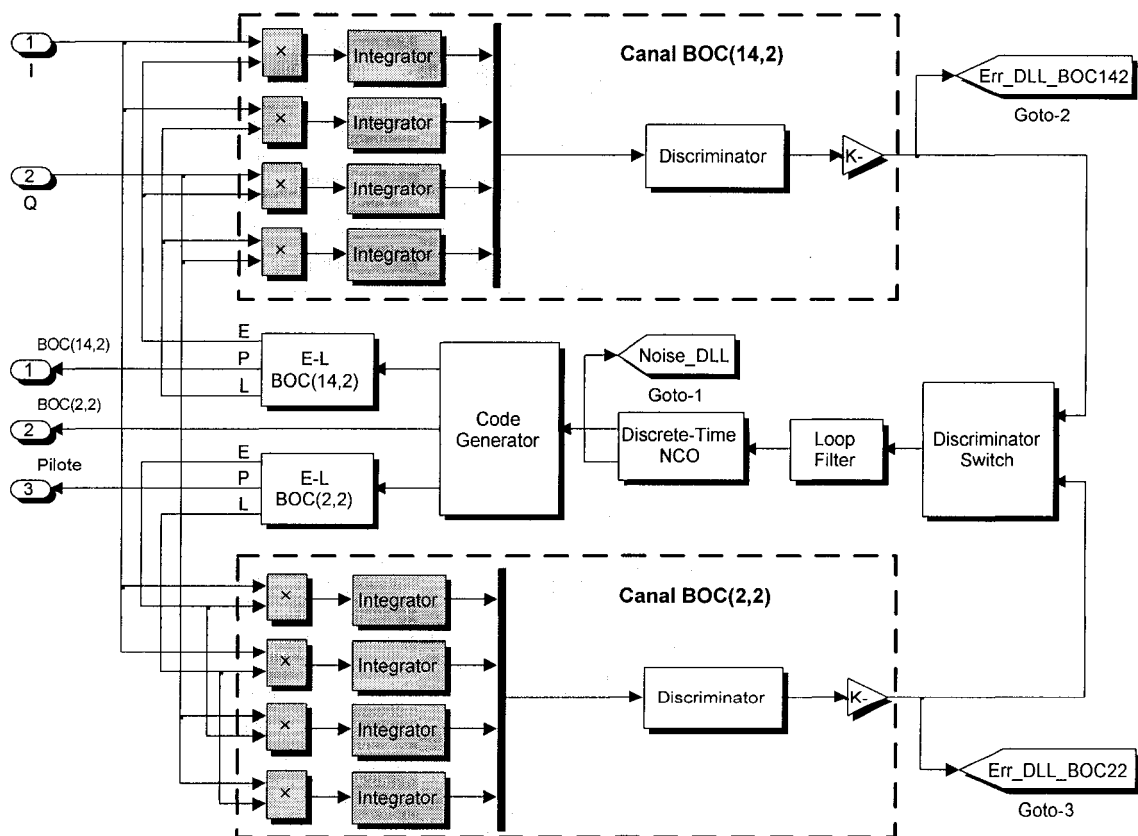


Figure 85 Boucle de code pour les signaux BOC sur Simulink

Le schéma se compose de trois parties distinctes : le canal de traitement du signal BOC(2,2), le canal du traitement du signal BOC(14,2) et une partie commune incluant le commutateur des discriminateurs (*Discriminator Switch*), le filtre de boucle (*Loop Filter*), le VCO et le générateur des codes (*Code Generator*). Le canal de traitement inclus les corrélateurs et le discriminateur avance moins retard. L'originalité de cette approche est due au fait que le discriminateur avance moins retard, utilisé pour le traitement du signal BOC(2,2), est utilisé en même temps pour se positionner sur le pic central pour le traitement du signal BOC(14,2). En effet, conformément à l'analyse de la courbe en S pour le signal BOC(2,2) vue dans le chapitre 2, la plage dynamique du travail du discriminateur peut être si grande que  $\pm 0.5$  bribe. Maintenant, si la précision du discriminateur BOC(2,2) se trouve dans la plage dynamique du discriminateur BOC(14,2), en tout temps, on peut se positionner sur le pic central. La Figure 86 illustre ce principe. Dans cet exemple, l'espacement bribe  $d$  est choisi égale à  $1/4$  pour le signal BOC(2,2) et  $1/28$  pour le signal BOC(14,2). La précision du discriminateur avance moins retard pour le BOC(2,2) peut être ajustée avec le paramètre  $d$ . Avec le discriminateur de type AMR (traitement cohérent), on pourra appliquer ce principe sur une plage dynamique de  $\pm 0.5$  bribe.

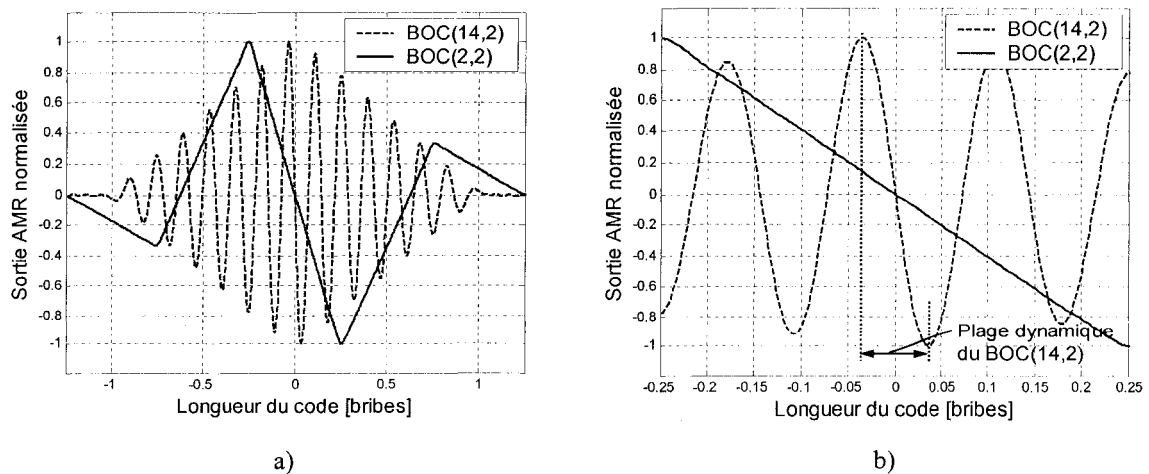


Figure 86 Principe de positionnement sur le pic central

Le générateur du code pseudo-aléatoire génère trois signaux synchronisés conformément au schéma de la Figure 87. Si, initialement, le signal BOC(2,2) sert à se positionner sur le pic central de la fonction de corrélation du signal BOC(14,2), ce dernier, en retour, contribue à augmenter la précision de l'ensemble en injectant l'erreur de phase en entrée du filtre de boucle. L'élément clé de cette configuration est le commutateur des discriminateurs. Le rôle du commutateur est d'assurer l'apport maximale de l'erreur de phase du discriminateur du signal BOC(14,2) quand l'erreur de phase à la sortie du discriminateur du signal BOC(2,2) est proche de zéro et un apport minimal autrement. La réalisation de ce principe devient possible si la sortie du discriminateur BOC(14,2) est connectée à l'entrée du filtre de boucle via un gain variable. Ce gain dépend de la valeur du signal à la sortie du discriminateur BOC(2,2). Pour une valeur proche de zéro, le gain est maximal.

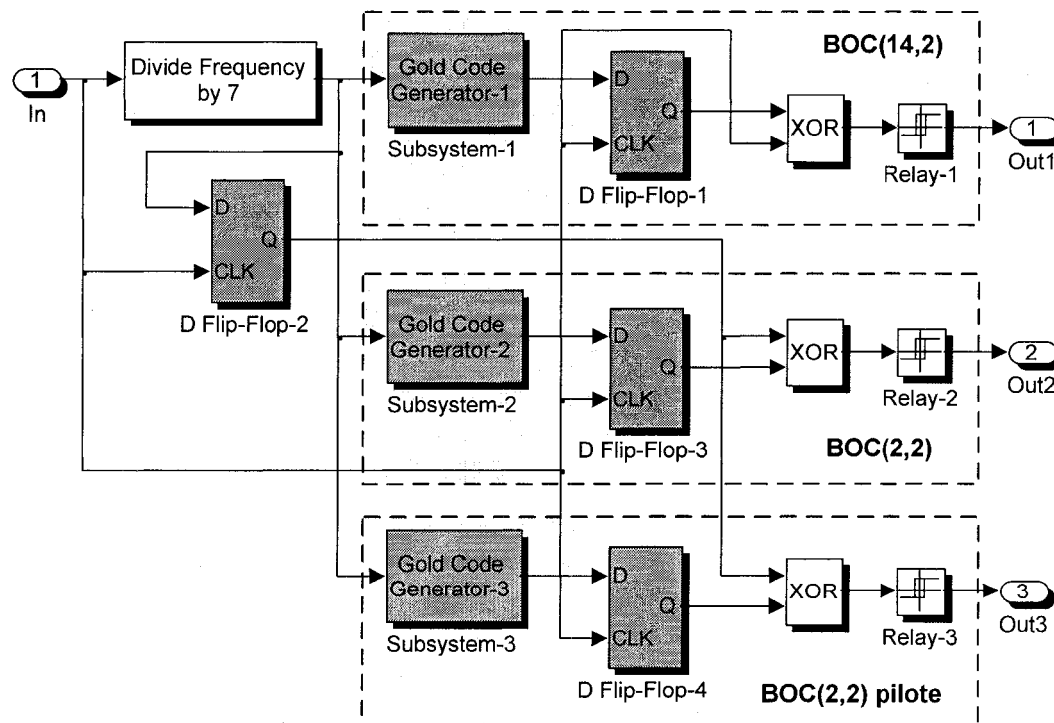


Figure 87 Réplique du code sur Simulink

### 3.3.6.3 Simulation du récepteur hybride

Le récepteur hybride, simulé dans le cadre de ce travail, est composé d'un canal de réception du signal C/A du GPS et un canal de réception du signal BOC(2,2) du système Galiléo. Le principe de simulation de chacun des deux canaux mentionnés a été abordé dans les sections précédentes. La Figure 88 représente le schéma bloc du récepteur.

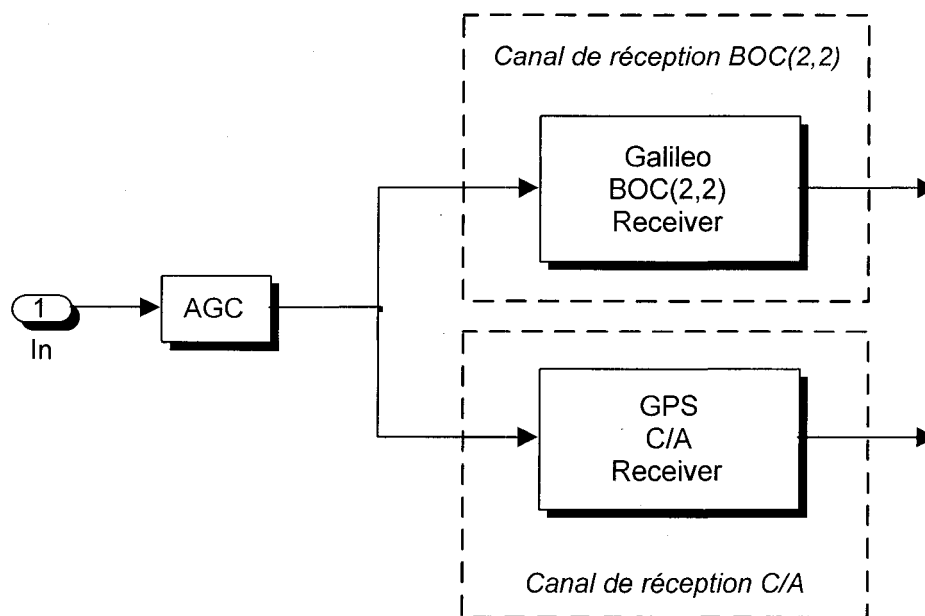


Figure 88 Architecture parallèle du récepteur hybride

Cette approche a un avantage essentiel : il permet une fréquence d'échantillonnage différente dans les deux canaux en question. Par exemple, 5 MHz pour le signal C/A et 22 MHz pour le signal BOC(2,2) en réduisant ainsi la charge des calculs. De plus, les données détectées peuvent être traitées simultanément en doublant la constellation des satellites. Les résultats de simulation ont démontrés également que l'approche parallèle peut être plus robuste face à une utilisation séquentielle grâce à une diversité des boucles PLL et DLL plus grande. Par exemple, la sensibilité des boucles PLL et DLL face aux différents types de signaux peut être différente. Les détails concernant la robustesse du récepteur hybride seront présentés dans le chapitre 4.

### 3.4 Validation du simulateur

La validation du simulateur concerne surtout les boucles PLL et DLL comme les éléments principaux dans l'analyse de la robustesse du récepteur GPS (Galiléo) (Landry, 1998). Puisque les PLL et DLL sont caractérisées par des discriminateurs de boucles et des filtres de boucles, ces derniers feront le principal objet d'analyse dans le cadre de la validation du modèle. Cette validation est réalisée à base de l'architecture simulée du récepteur GPS transposée ensuite sur le récepteur du système Galiléo.

#### 3.4.1 Étude des discriminateurs de la boucle PLL

La boucle de phase de Costas, utilisée dans le modèle actuel, est caractérisée par les discriminateurs de boucle présentés au Tableau III. Afin d'observer les réponses des discriminateurs dans la boucle PLL, on simule dans la source des signaux une rampe de phase (saut de fréquence) qui est appliquée à l'entrée du récepteur. Les mesures se font ensuite en configuration boucle-ouverte (la sortie du discriminateur n'est pas connectée avec l'entrée du VCO). La Figure 89 représente les réponses des quatre types de discriminateurs mesurés dans le simulateur du récepteur GPS.

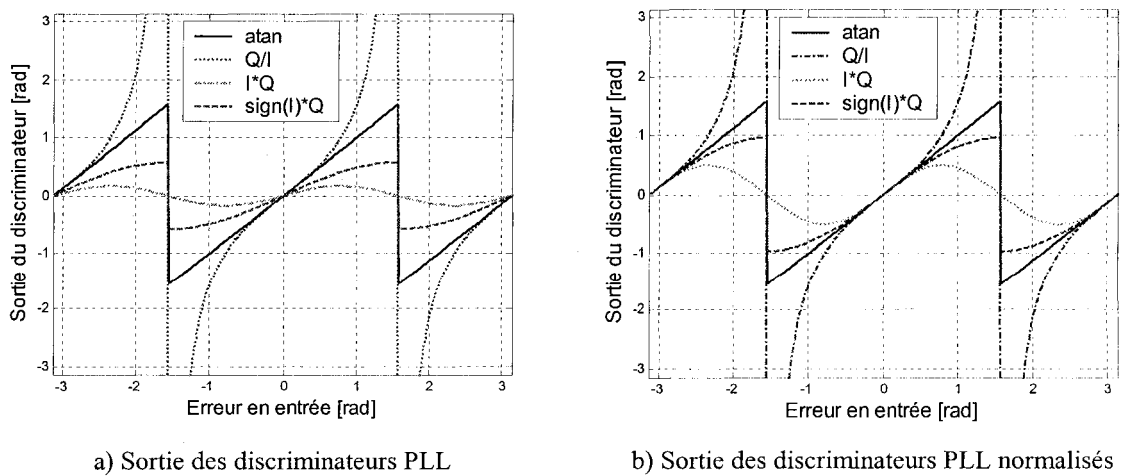
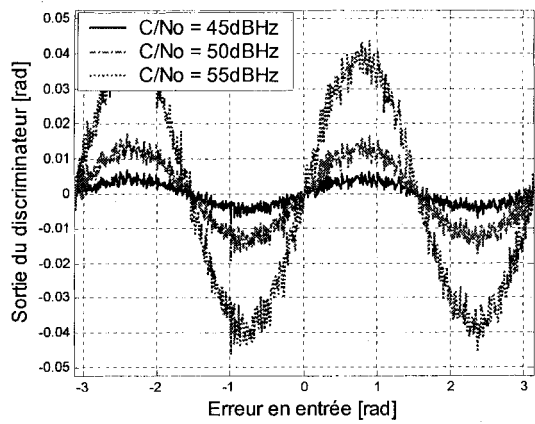


Figure 89 Caractéristiques des discriminateurs PLL

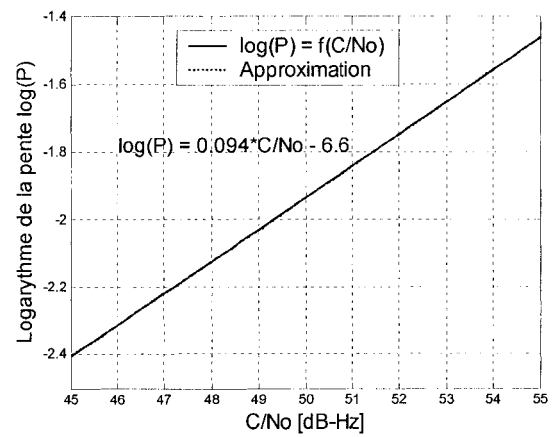
Suivant l'ordre d'apparition au Tableau III, les discriminateurs PLL sont appelés de type 1, 2, 3 ou 4. Conformément à la Figure 89a, les discriminateurs de types 1 et 2 ne suivent pas la même pente que les discriminateurs de types 3 et 4. Cette particularité s'explique par le fait que la pente pour ces types de discriminateurs dépend de l'amplitude du signal à l'entrée de la boucle de phase. Donc, afin d'assurer une pente unitaire comme les discriminateurs de types 3 et 4, les discriminateurs de types 1 et 2 doivent être normalisés. La Figure 89b représente un exemple de normalisation des discriminateurs en absence de bruit thermique. Afin de normaliser le discriminateur, le signal à sa sortie subi un gain variable en fonction de l'amplitude du signal à l'entrée du récepteur. Dans un récepteur réel, de plus, l'amplitude du signal en entrée de la boucle PLL, dépend des caractéristiques du bloc AGC et de la puissance des signaux parasites (bruit thermique, brouilleurs, etc.). Donc, la normalisation doit se faire en fonction du rapport  $C/N_0$  et en fonction des caractéristiques du bloc AGC. Pour cela, afin de normaliser les discriminateurs (permettant d'assurer une valeur de la pente constante), on analyse la sortie des discriminateurs en fonction du rapport  $C/N_0$  en présence du bloc AGC.

La Figure 90 représente un exemple de normalisation des discriminateurs en fonction du rapport  $C/N_0$ . La Figure 90a représente la sortie du discriminateur de type 1 pour trois niveaux du rapport  $C/N_0$  différents. Étant donné que le bloc AGC a une caractéristique logarithmique, on peut s'attendre que la valeur de la pente du discriminateur en fonction du rapport  $C/N_0$  suit aussi une loi logarithmique dont celle présentée à la Figure 90b. En approximant la courbe de la Figure 90b (dans l'intervalle de 45 dB à 55 dB, les deux courbes sont superposées), on obtient une expression mathématique qui est utilisée ensuite pour le calcul du gain de sortie du discriminateur. La même approche est utilisée pour la normalisation du discriminateur de type 2 (Figure 90c et d). La Figure 90e représente l'ensemble des discriminateurs PLL normalisés en fonction du rapport  $C/N_0$ . Malgré le fait que la pente des discriminateurs soit normalisée, l'utilisation de ceux-ci n'est pas identique faute de la valeur de l'erreur maximale acceptable en entrée qui est différente pour les quatre types de discriminateurs.

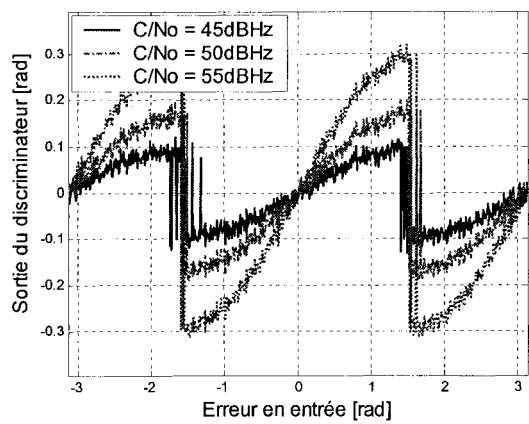




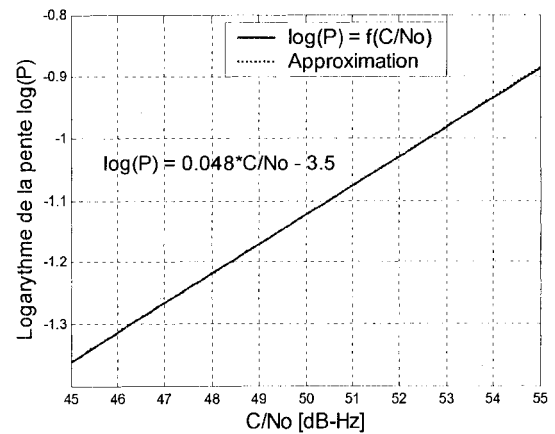
a) Discriminateur de type 1



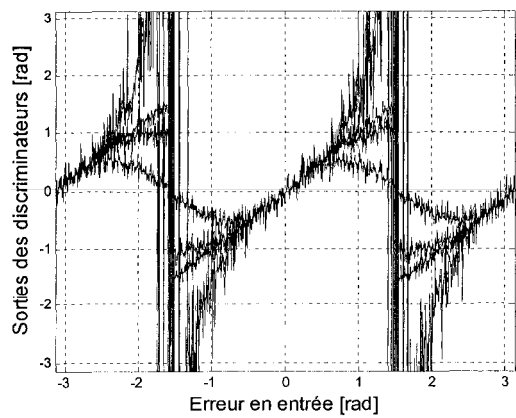
b) Facteur de normalisation du discriminateur



c) Discriminateur de type 2



d) Facteur de normalisation du discriminateur



e) Sortie des discriminateurs normalisés

Figure 90 Normalisation des discriminateurs PLL en fonction de  $C/N_0$

### 3.4.1.1 Réaction de la PLL au stress dynamique

Le stress dynamique que subit les signaux dans un canal de communication est dû au mouvement radial entre la source du signal et le récepteur. Cette perturbation du signal se traduit par un changement des fréquences transmises vues par le récepteur en fonction de la vitesse de déplacement radial source-récepteur. La valeur de cette déviation de fréquence, appelée fréquence Doppler, est calculée à partir des expressions présentées dans le sous-chapitre 3.3.2. La réaction des boucles d'asservissement à ce stress dynamique est un sujet d'étude dans le cadre de l'analyse de la robustesse du système dans son ensemble. Sous certaines conditions, les erreurs dues à la fréquence Doppler peuvent être éliminées (ex. en utilisant une aide de vitesse ou en choisissant les paramètres des filtres). Dans le dernier cas, on se retrouve avec une erreur statique de phase calculée de la façon suivante (Kaplan, 1996):

$$\theta_n = \frac{dR^n/dt^n}{\omega_0^n} \text{ (degré)} \quad (3.14)$$

Ici,

- $dR^n/dt^n$  = stress dynamique (degré<sup>n</sup>/s<sup>n</sup>),
- = pour la boucle d'ordre 1 ( $n = 1$ ), équivalent à une vitesse constante;
- = pour la boucle d'ordre 2 ( $n = 2$ ), équivalent à une accélération;
- = pour la boucle d'ordre 3 ( $n = 3$ ), équivalent à un jerk;
- $\omega_0$  = fréquence naturelle du filtre de boucle.

L'expression (3.14) peut être utilisée dans la validation de la boucle PLL. Étant donnée que l'erreur statique de phase causée par le stress dynamique n'est pas égale à zéro, il est possible de calculer le stress dynamique correspondant. Considérons, par exemple, la réaction de la boucle de phase dans le cas où on utilise le filtre de boucle de la Figure 80. Pour les coefficients précalculés du filtre (Tableau IV), les valeurs des erreurs statiques sont calculées de façons suivantes :

$$\theta_1 = \frac{dR/dt}{\omega_0} = \frac{dR/dt}{\left(\frac{B_n}{0.25}\right)} = 0.25 \cdot \frac{dR/dt}{B_n} \quad (\text{degré}) \quad (3.15)$$

$$\theta_2 = \frac{dR^2/dt^2}{\omega_0^2} = \frac{dR^2/dt^2}{\left(\frac{B_n}{0.53}\right)^2} = 0.2809 \cdot \frac{dR^2/dt^2}{B_n^2} \quad (\text{degré}) \quad (3.16)$$

$$\theta_3 = \frac{dR^3/dt^3}{\omega_0^3} = \frac{dR^3/dt^3}{\left(\frac{B_n}{0.7845}\right)^3} = 0.4828 \cdot \frac{dR^3/dt^3}{B_n^3} \quad (\text{degré}) \quad (3.17)$$

À partir de ces expressions, on peut calculer le stress en entrée pour un ordre de filtre donné afin d'obtenir l'erreur de phase recherchée. Par exemple, pour la boucle d'ordre 1 avec la bande équivalente de bruit  $B_n = 10$  Hz, le stress dynamique ayant provoqué une erreur statique de 45 degré est égale à 1800 degré/s. Pour les boucles d'ordre 2 et 3, le stress dynamique respectif est de 16020 degré/s<sup>2</sup> et 93206 degré/s<sup>3</sup>. La réponse des boucles est représentée à la Figure 91.

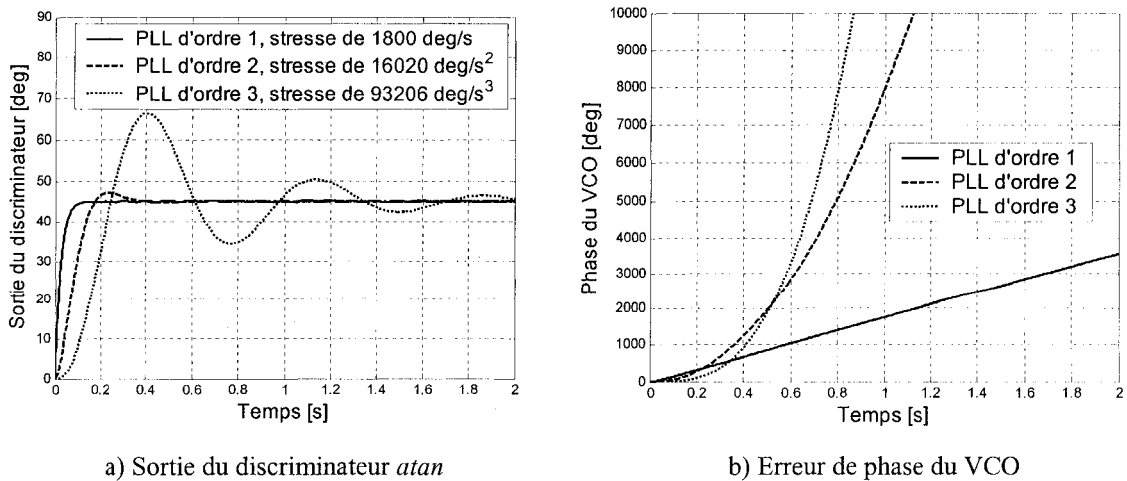


Figure 91 Réaction du PLL au stress dynamique

Si la Figure 91a représente la sortie des discriminateurs PLL en fonction du stress dynamique et en fonction de l'ordre de boucle, la Figure 91b représente le changement de phase respective du VCO. La réponse de la boucle PLL au stress dynamique dépend de l'ordre de boucle et de la bande équivalente de bruit  $B_n$ . La Figure 92(a,b) représente la réponse de la boucle PLL à un saut de phase de 45 degrés en fonction de l'ordre de boucle. La bande équivalente de bruit  $B_n$  est égale à 10 Hz. La Figure 92(c,d) représente la réponse de la boucle d'ordre 3 à une accélération de  $16020 \text{ degré/s}^2$  pour les différentes valeurs de la bande équivalente de bruit (10, 15 et 20 Hz).

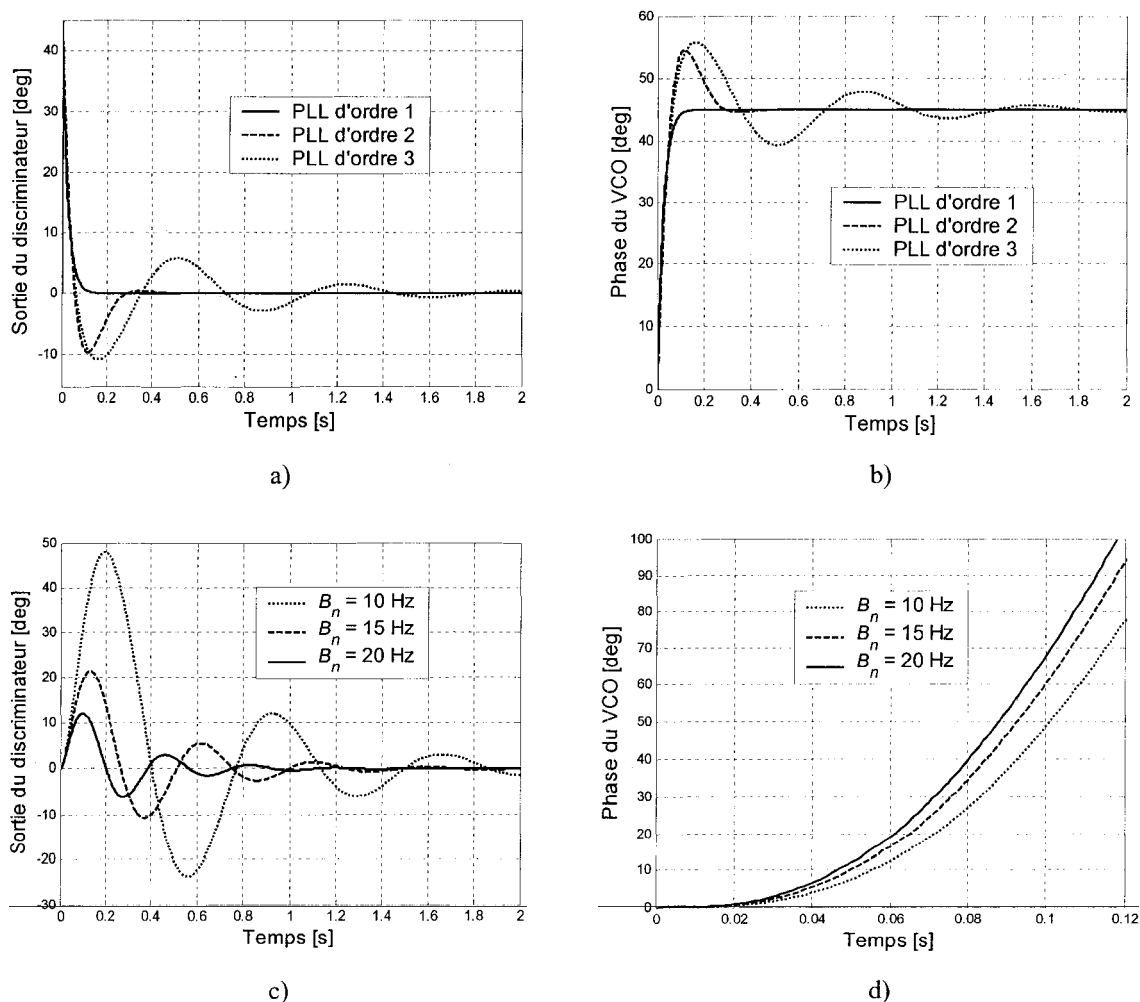


Figure 92 Réponse du PLL à différentes perturbations en entrée

Le fonctionnement de la boucle de phase en présence du bruit thermique est possible grâce à l'utilisation des filtres de boucle. En choisissant la bonne valeur de la bande équivalente du bruit, on peut réduire considérablement le bruit dans la boucle. La Figure 93a représente la réponse de la PLL d'ordre 1 à un saut de phase de 45 degrés en présence du bruit thermique. Le rapport  $C/N_0$ , dans ce cas, est choisi égale à 40 dB-Hz. La Figure 93b représente la variation de phase du VCO due à ce stress dynamique pour une bande équivalente du bruit égale à 10 Hz. On peut remarquer que le niveau de bruit de la phase du VCO est considérablement réduit.

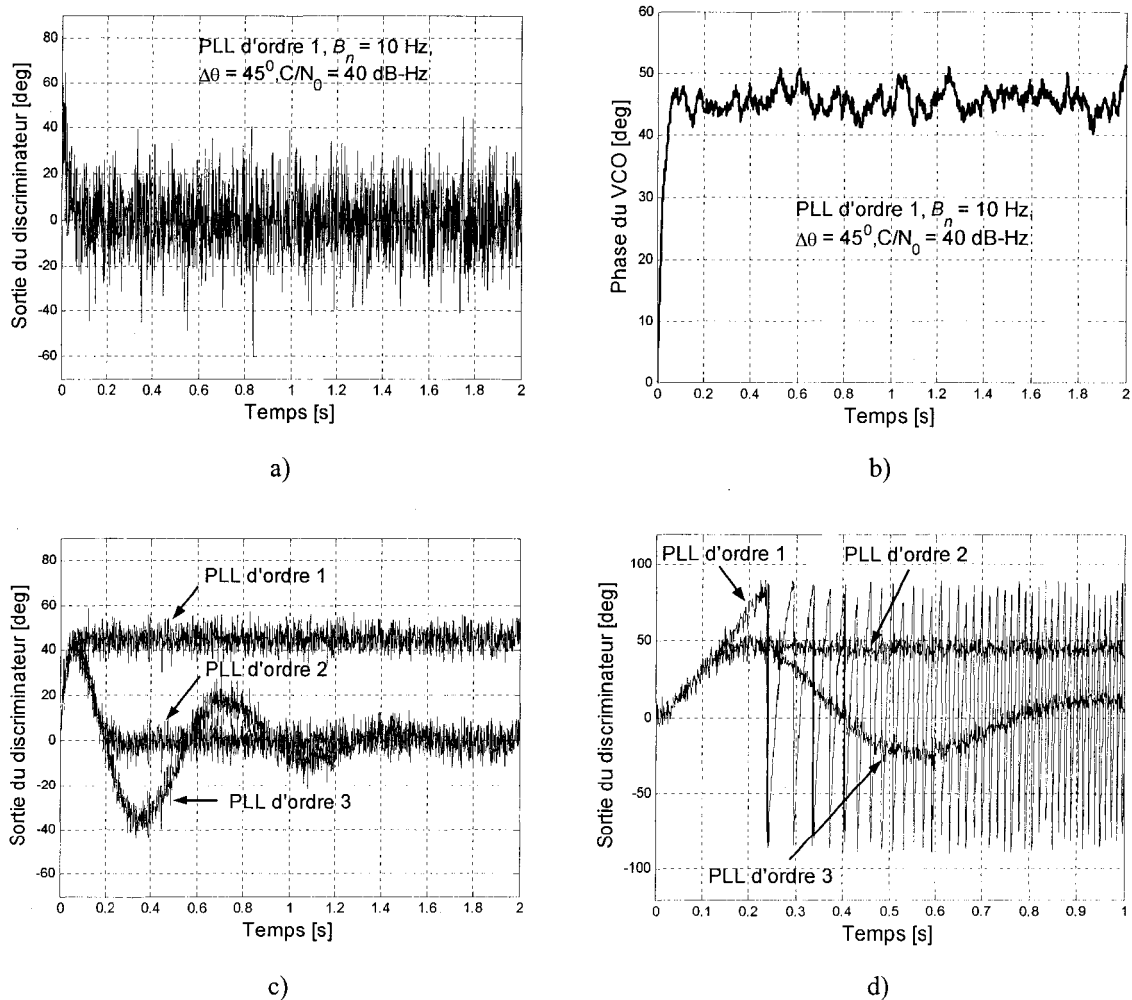


Figure 93 Réaction du PLL en présence du bruit thermique

La Figure 93c représente la réponse de la PLL à une rampe de phase (saut de fréquence) de 1800 degré/s en fonction de l'ordre de boucle. Pour la boucle d'ordre 1, dans ce cas, il existe toujours une erreur statique de phase d'une valeur égale à  $45^0$ . Cette erreur de phase peut être éliminée avec la boucle d'ordre 2 et 3. À la différence de la boucle d'ordre 2, la boucle d'ordre 3 nécessite un temps de stabilisation plus grand. Dans certain cas, le fonctionnement de la PLL n'est possible qu'avec un ordre de boucle supérieur. La Figure 93d représente la réponse de la boucle de phase en présence d'une accélération relative entre le récepteur et satellite. La valeur de cette accélération est choisie égale à  $16020 \text{ degré/s}^2$ . On peut remarquer que pour la boucle d'ordre 1, dans ce cas, l'erreur à la sortie du discriminateur de phase dépasse la valeur limite de  $90^0$  et la boucle ne suit plus le changement de phase du signal en entrée. On dit que la boucle décroche. Par contre, avec la boucle d'ordre 2, il est possible de stabiliser l'erreur de phase à une certaine valeur ( $45^0$  dans notre cas) et avec la boucle d'ordre 3, cette valeur peut être réduite à zéro.

### 3.4.1.2 Gigue de phase dans la boucle PLL

Les principales sources d'erreurs de phase dans un récepteur GPS sont le bruit thermique, les imperfections du VCO et le stress dynamique. Ces erreurs doivent être connues afin d'estimer les erreurs possibles sur les pseudo-mesures. Dans une boucle PLL, l'instabilité de phase se définit comme suit (Kaplan, 1996):

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{\theta_e}{3} \quad (3.18)$$

Ici,

- $\sigma_{iPLL}^2$  = la variance de phase due au bruit thermique;
- $\sigma_v^2$  = la variance de phase due à l'instabilité de l'oscillateur local;
- $\theta_e$  = les erreurs dues au stress dynamique;
- $\theta_A$  = l'erreur de phase de l'oscillateur local.

Dans le cadre de ce travail, afin de simplifier la démarche, les erreurs dues aux imperfections du VCO ne sont pas prises en compte. Dans le cas où l'erreur de phase du au stress dynamique est négligeable ou que celle-ci à un caractère transitoire, le gigue de phase dans sa plus grande partie est due aux erreurs causées par le bruit thermique. La variance de cette erreur se définit comme (Kaplan, 1996):

$$\sigma_{iPLL} = \frac{360}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \cdot \left(1 + \frac{1}{2T \cdot c/n_0}\right)} (\text{deg}) \quad (3.19)$$

Ici,

- $B_n$  = largeur de bande équivalente du bruit de la boucle PLL (Hz);
- $c/n_0$  = rapport entre la puissance du signal (porteuse) et la  
= puissance du bruit thermique (W/Hz);
- $T$  = temps d'intégration de prédétection (s).

L'expression (3.19) est utilisée dans l'actuel simulateur afin de valider la valeur de sautellement de phase du VCO en fonction du rapport  $C/N_0$  pour différentes valeurs des paramètres  $B_n$  et  $T$ .

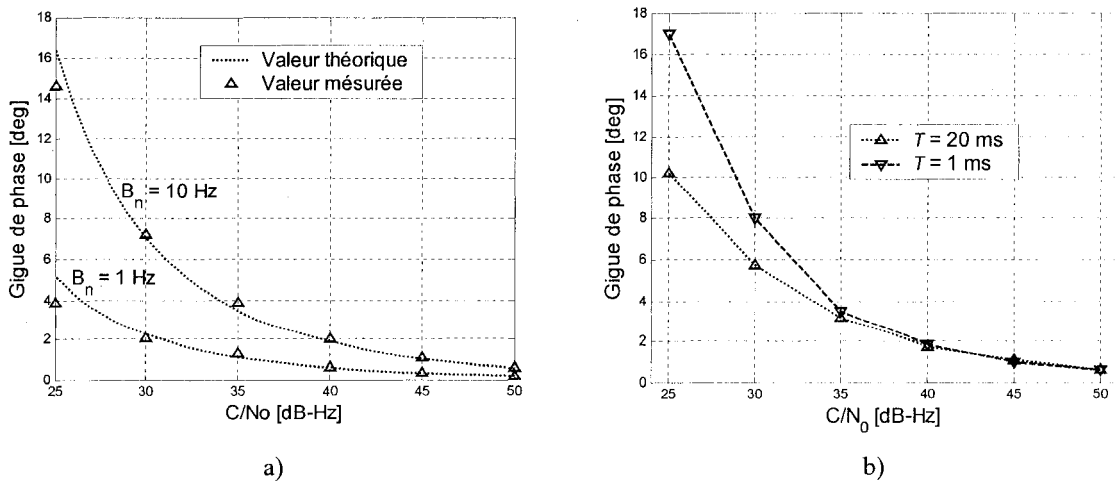


Figure 94 Gigue de phase en fonction des  $B_n$  et  $T$

### 3.4.2 Étude des discriminateurs de la boucle DLL

Les types de discriminateurs de la boucle de code utilisés actuellement dans les récepteurs GPS et pouvant être utilisés dans le récepteur hybride GPS/Galiléo sont résumés au Tableau V. Ces discriminateurs font le principal objet d'étude dans le processus de validation de la boucle DLL. Avant de commencer la démarche, il est important de se rappeler de l'importance du choix de la fréquence d'échantillonnage dans le récepteur décrit en détail dans la section 2.3.1. Une des conditions clé dans ce choix est que la fréquence d'échantillonnage choisie ne doit pas être un multiple du taux du code pseudo-aléatoire transmis. Supposons que le code C/A (ayant un taux de 1.023 Mbps) est échantillonné avec deux fréquences différentes : 4 MHz et 4.092 MHz. La Figure 95 représente la sortie du discriminateur EAMR pour les deux cas mentionnés.

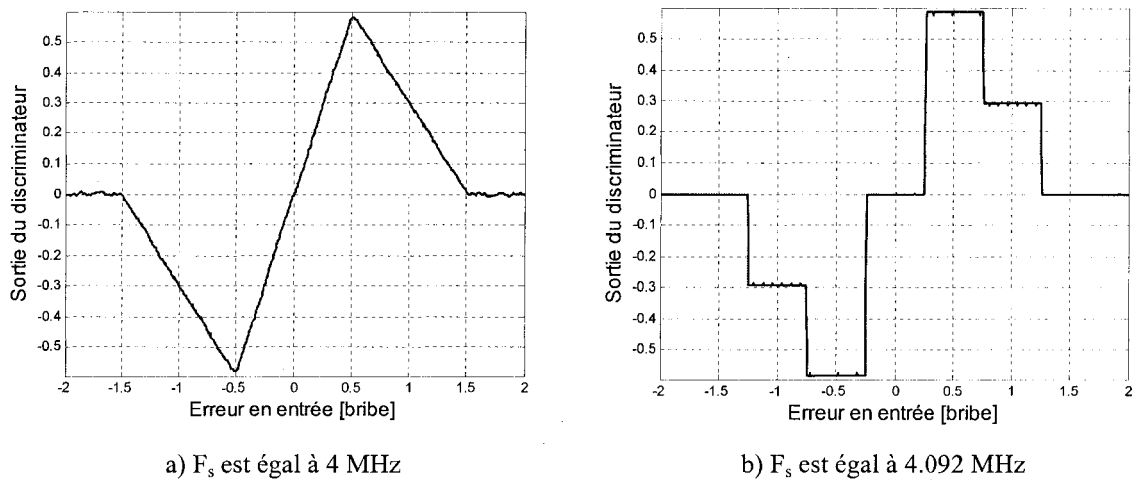


Figure 95 Sortie du discriminateur en fonction de  $F_s$

Il est tout à fait évident, que les erreurs de calcul de pseudo-mesures dans le cas (b) vont être beaucoup plus importantes que dans le (a). Pour éviter ce problème, soit la fréquence d'échantillonnage doit être considérablement augmentée (ce qui n'est pas toujours préférable), soit elle doit être asynchrone par rapport au code pseudo-aléatoire utilisé. Dans le travail actuel, nous optons plutôt en faveur du deuxième choix.



Dans ce qui suit, nous proposons de faire une analyse détaillée des discriminateurs pour le GPS et transposer ensuite les résultats sur le traitement des signaux BOC(n,m) du système Galiléo. En général, la caractéristique du discriminateur DLL dépend des facteurs suivants :

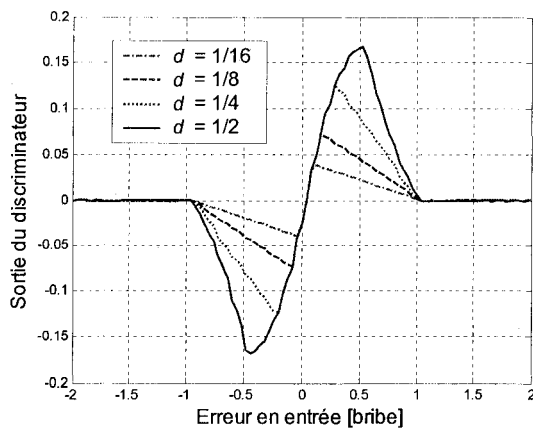
- A. L'espacement bribe  $d$  choisi;
- B. Rapport  $C/N_0$  dans la boucle ;
- C. Type du discriminateur utilisé : (PC, PAMR, EAMR, EAMRN).

#### ***3.4.2.1 Réaction des discriminateurs au changement du paramètre $d$***

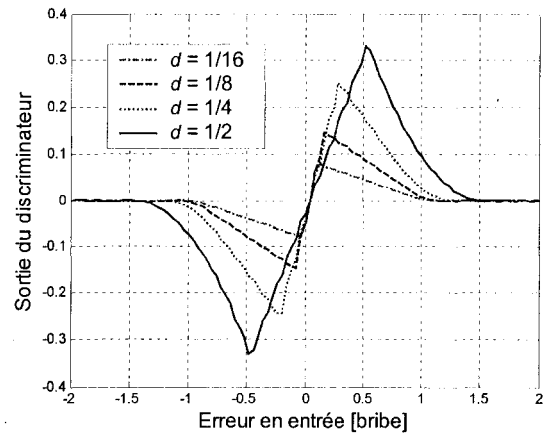
Les caractéristiques des discriminateurs en fonction de l'espacement bribe sont présentées à la Figure 96. Il est à remarquer que dans le cas des discriminateurs PAMR et EAMRN, le changement du paramètre  $d$  nous permet de changer la pente de la courbe en S et en conséquence de changer la précision des pseudo-mesures. À la différence que si la diminution de l'espacement bribe augmente la précision dans le cas d'utilisation du discriminateur PAMR, dans le cas du discriminateur EAMRN, elle diminue. Dans l'utilisation du discriminateur de type PC, il faut tenir compte de la non linéarité de la courbe en S dans la partie d'intérêt.

#### ***3.4.2.2 Réaction des discriminateurs aux différents rapports $C/N_0$***

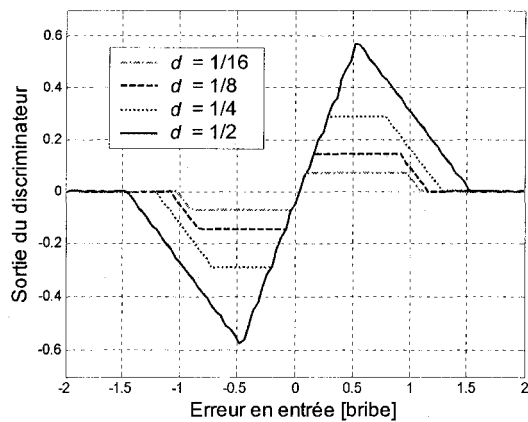
Les discriminateurs de types PC, PAMR et EAMR sont sensibles au changement du rapport  $C/N_0$  dans le récepteur. Le bruit thermique dans la boucle de code a comme effet de diminuer la pente du discriminateur et d'arrondir les pics. En partie, cela est dû au changement de l'amplitude du signal utile sous l'effet du bruit dans le bloc AGC. La Figure 97 représente la courbe en S des discriminateurs DLL en fonction du rapport  $C/N_0$  dans les boucles. Pour éviter que la sensibilité des discriminateurs soit une fonction de l'amplitude du signal en entrée, les discriminateurs mentionnés doivent être normalisés.



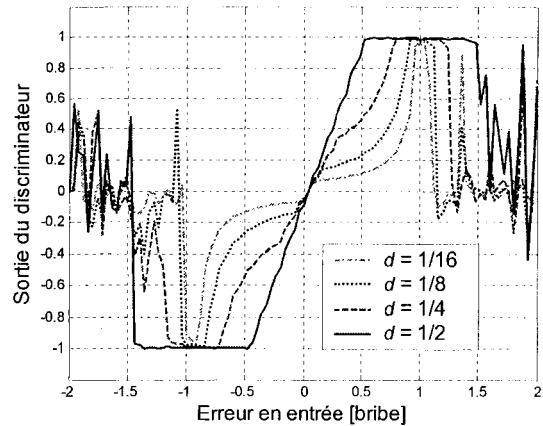
a) Discriminateur PC



b) Discriminateur PAMR



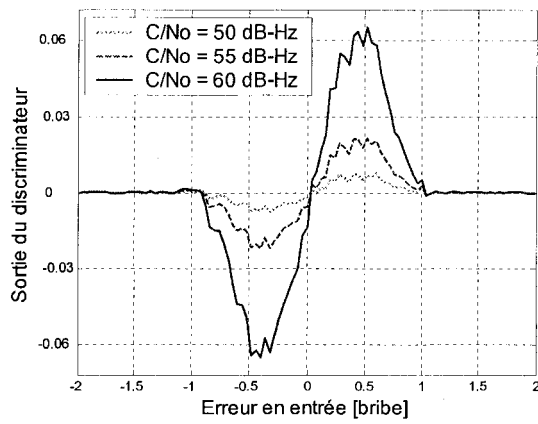
c) Discriminateur EAMR



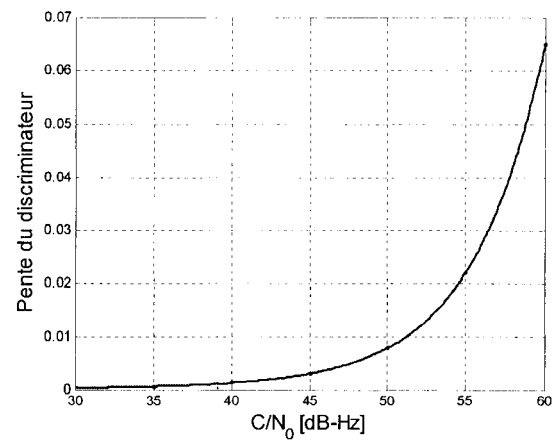
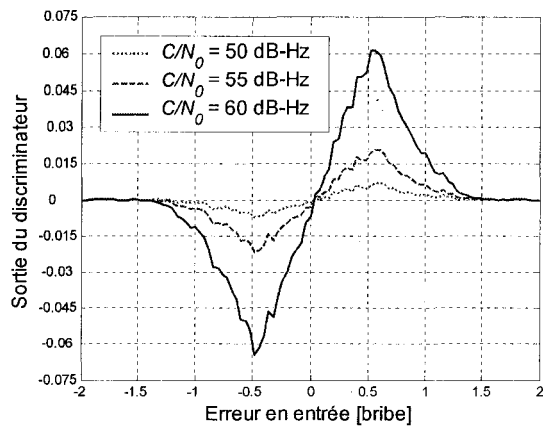
d) Discriminateur EAMRN

Figure 96 Sortie des discriminateurs en fonction du paramètre  $d$ 

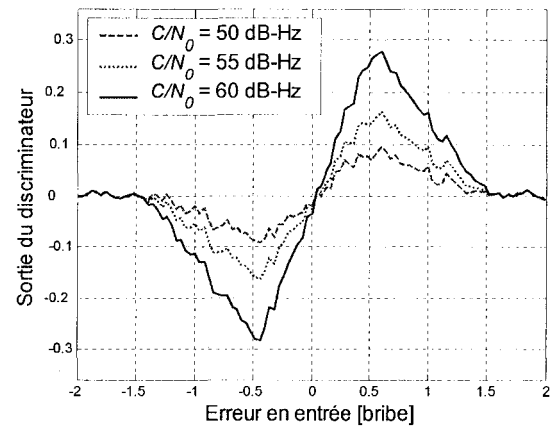
La normalisation peut se faire de deux façons différentes : soit en changeant le gain du discriminateur en fonction du  $C/N_0$  (en utilisant la relation entre la pente du discriminateur et le rapport  $C/N_0$  de la Figure 97b), soit en utilisant l'algorithme du discriminateur EAMRN (Tableau V). Si dans le premier cas, les discriminateurs gardent la forme des courbes en S, dans le deuxième cas, la sortie du discriminateur peut être différente, quoi que cette dernière approche puisse être réalisée plus facilement. La Figure 97f représente le résultat de normalisation de la pente des discriminateurs en utilisant la première approche.



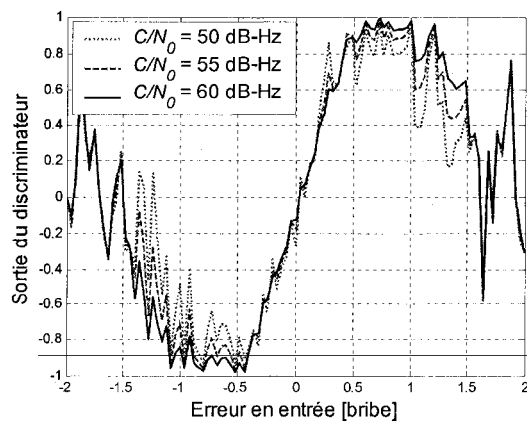
a) Discriminateur PC

b) Pente du discriminateur en fonction du  $C/N_0$ 

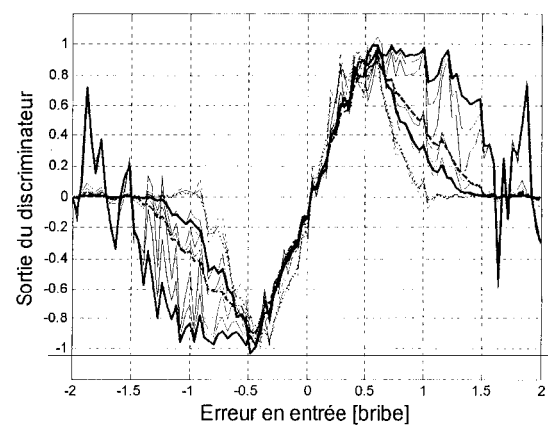
c) Discriminateur PAMR



d) Discriminateur EAMR



e) Discriminateur EAMRN



f) Normalisation des discriminateurs

Figure 97 Discriminateurs DLL en fonction du  $C/N_0$

### 3.4.2.3 Particularité des discriminateurs pour le signal BOC(2,2)

À la différence du signal C/A, la plage dynamique des discriminateurs DLL utilisés pour le traitement du signal BOC(2,2) est plus petite. Cette particularité est due au caractère unique de la fonction d'autocorrélation du signal BOC(2,2), étudié en détail dans la section 2.4. Parmi les quatre types des discriminateurs étudiés, un choix d'utilisation intéressant représente le discriminateur PAMR. Sa pente est linéaire sur une plage dynamique allant de -0.25 bribe à 0.25 bribe (pour  $d = 0.25$  bribe).

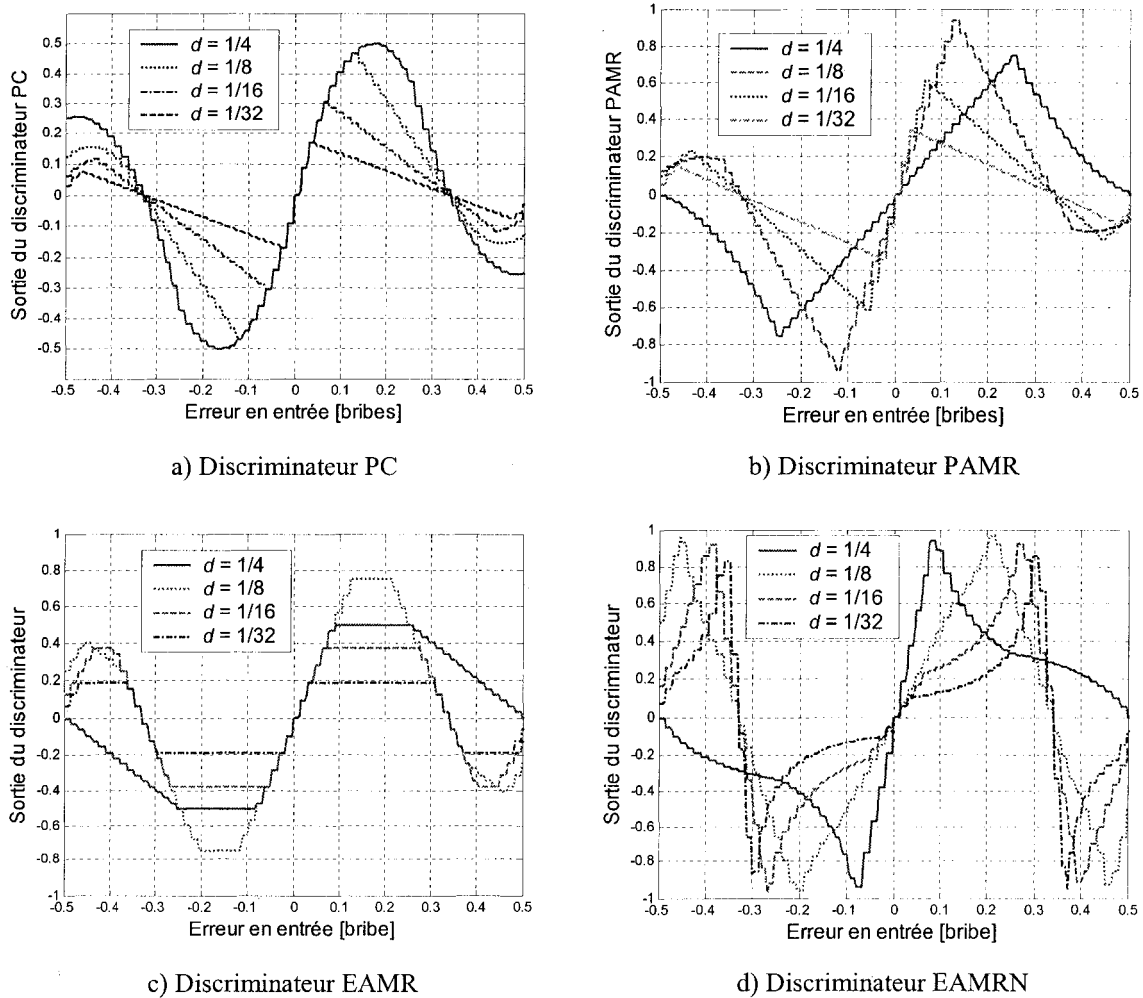


Figure 98 Discriminateurs DLL pour le signal BOC(2,2) en fonction de  $d$

De plus, comme dans le cas du signal C/A, la sensibilité du discriminateur augmente avec la diminution du paramètre  $d$ . Le discriminateur PC peut être aussi utilisé.

#### 3.4.2.4 Réaction de la DLL au stressé dynamique

L'approche utilisée dans l'analyse de la boucle de code dans un environnement dynamique est similaire à celle décrite dans la section 3.4.1.1. Les expressions (3.14)-(3.17), dans lesquelles le stressé dynamique est exprimé en bribes/s<sup>n</sup>, peuvent être utilisées afin de valider la démarche dans le cas d'une boucle de code. Supposons que la bande équivalente du bruit  $B_n$  de la boucle de code est égale à 10 Hz. D'après les calculs, le stressé dynamique en entrée ayant provoqué une erreur statique de 0.25 bribe constitue 10 bribes/s pour la boucle d'ordre 1, 89 bribes/s<sup>2</sup> pour la boucle d'ordre 2 et 517.8 bribes/s<sup>3</sup> dans le cas du DLL d'ordre 3. La Figure 99 représente la réponse du discriminateur de type PAMR au stressé dynamique mentionné. On voit que les courbes représentant la sortie du discriminateur (a) convergent vers la valeur 0.25 bribe. Les paramètres de boucle, tels que la bande équivalente de bruit  $B_n$  et l'ordre du filtre ne sont pas uniquement responsables de la valeur de l'erreur statique de phase retrouvée en sortie du discriminateur DLL.

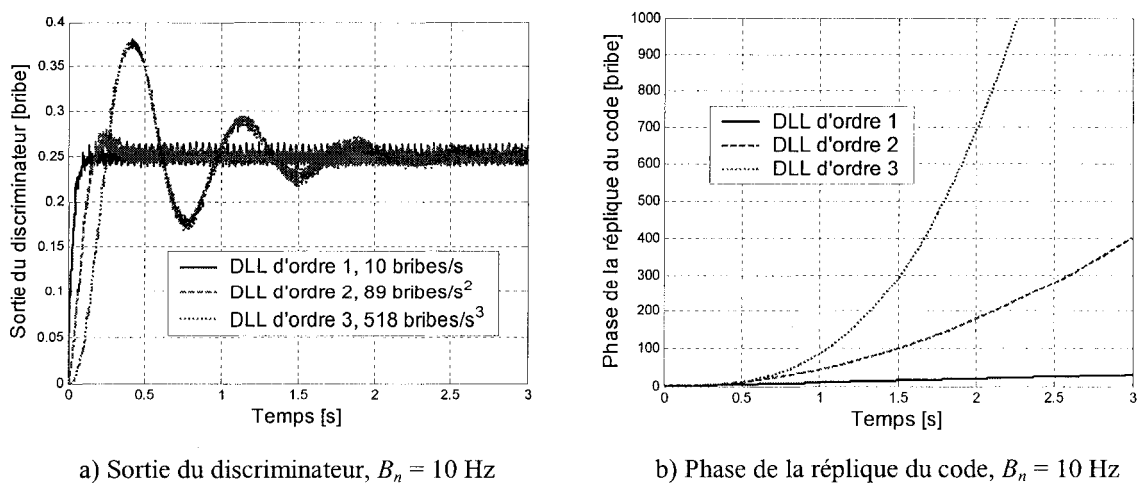
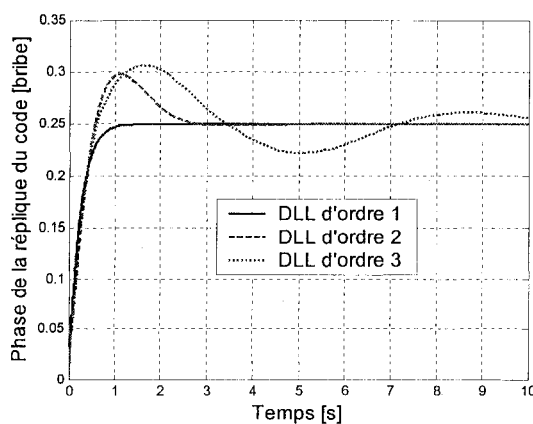


Figure 99 Erreur statique en fonction de l'ordre de boucle

Ils déterminent également la réponse temporelle de la boucle en fonction du type de perturbation en entrée et le bruit de phase de la réplique du code généré dans le récepteur. La Figure 100 représente la réponse de la boucle DLL à un saut de phase de 0.25 bribe. La bande équivalente du bruit de boucle  $B_n$  est égale à 1 Hz. Le temps de stabilisation de l'erreur de phase, varie en fonction de l'ordre de la boucle DLL utilisée. Plus il est grand, plus important est le temps de convergence (Figure 100a). Un autre paramètre important à considérer est la bande équivalente de bruit  $B_n$ . En effet, en plus de déterminer le temps de réaction de la DLL, il détermine le bruit de phase du code généré dans la boucle. La valeur  $B_n$  égale à 1 Hz assure un niveau de bruit minimal mais nécessite un temps de réaction plus important. Par contre, avec  $B_n$  égal à 10 Hz, la boucle réagit plus vite au stress dynamique mais les erreurs de mesures seront plus importantes. Durant l'utilisation réelle des récepteurs de navigation, le plus souvent ils sont confrontés à un changement progressif de la fréquence du signal reçu due à l'effet Doppler. Il sera donc intéressant d'analyser la réponse de la boucle à une rampe de fréquence en entrée. Supposons une variation du taux du code reçu de 100 bribes/s, ce qui est équivalent à une accélération, et une bande équivalente de bruit de boucle DLL de 10 Hz. Regardons plus en détail la sortie du discriminateur DLL en fonction de l'ordre de boucle choisi.



a) Saut de phase de 0.25 bribe

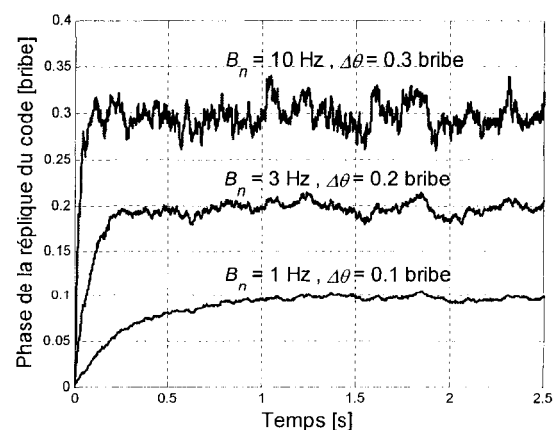
b) Saut de phase,  $C/N_0 = 45$  dB-Hz

Figure 100 Réaction du DLL à un saut de phase

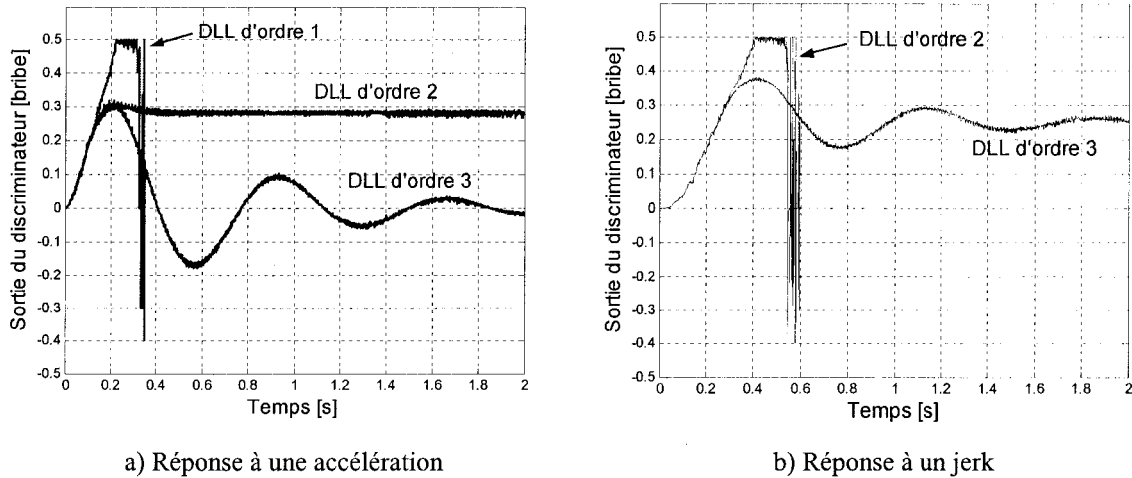


Figure 101 Réaction du DLL aux accélérations et jers

Conformément à la Figure 101a, le fonctionnement du récepteur n'est possible qu'avec la boucle DLL d'ordre 2 et 3. Si la boucle d'ordre 2 laisse une certaine erreur statique en sortie du discriminateur, la boucle d'ordre 3 la réduit, presque complètement, à zéro. Le fonctionnement du récepteur avec la boucle d'ordre 1 n'est pas envisageable. Supposons maintenant que la variation du taux du code en entrée est égale à  $517 \text{ brises/s}^2$ . Cette variation est équivalente à un jerk relatif entre le satellite et le récepteur. Dans ce cas (Figure 101b), le fonctionnement du récepteur n'est possible qu'avec la boucle d'ordre 3 ou supérieur. Donc, il est très important de choisir les bons paramètres de boucle DLL en fonction du stress dynamique prévu. Les valeurs choisies pour le stress dynamique simulé dans le cadre d'analyse de la boucle DLL sont beaucoup plus importantes que celles prévues pour un récepteur. Par exemple, si une accélération de  $1g$  provoque une variation de  $51.5 \text{ Hz}$  sur la porteuse du signal (section 3.3.2), elle n'est que de  $0.03 \text{ brise/s}$  pour le code C/A. Dans ce sens, la boucle de code est plus robuste au stress dynamique que la boucle de phase. En conséquence, il est possible de diminuer la bande équivalente de bruit  $B_n$  en bas de  $1 \text{ Hz}$  ce qui réduit considérablement le bruit de phase dans la boucle de code et permet d'améliorer la précision des pseudo-mesures avec de faibles rapports signal sur bruit.

### 3.4.2.5 Gigue de phase dans la boucle DLL

Le sauttillement de phase du code pseudo-aléatoire généré dans la boucle DLL est une caractéristique importante car la précision des pseudo-mesures en dépend. En dehors du stress dynamique, les erreurs de phase dans la boucle DLL sont dues au bruit thermique dans le récepteur. Il était constaté que la valeur de la gigue de phase dans une boucle de code dépend des paramètres de la boucle et du type du discriminateur DLL utilisé. Supposons une boucle DLL avec le discriminateur PAMR utilisé dans le récepteur GPS et pouvant être utilisé dans le récepteur hybride. Le sauttillement de phase, dans ce cas, pour les deux signaux (C/A et BOC(2,2)) se calcule conformément aux expressions suivantes (Ries, 2002b):

$$\sigma_{iDLL\_C/A\_PAMR} = \sqrt{\frac{B_n d}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{1}{c/n_0 T(1-d)} \right]} \quad (3.20)$$

$$\sigma_{iDLL\_BOC(n,m)\_PAMR} = \sqrt{\frac{B_n d}{c/n_0 \frac{4m}{n}} \left[ 1 + \frac{1}{c/n_0 T \left( 1 - d \frac{4m}{n} \right)} \right]} \quad (3.21)$$

Ici,

- $B_n$  = bande équivalente de bruit de la boucle de code (Hz);
- $T$  = temps d'intégration de prédétection (s);
- $d$  = décalage entre les voies avance (retard) et phase (bribe);
- $n, m$  = paramètres du signal BOC(n,m) : pour BOC(2,2),  $n = 2$ ,  $m = 2$ ;
- $c/n_0$  = puissance de la porteuse sur la puissance du bruit exprimé comme un rapport  
 $= 10^{(C/N_0)/10}$  pour  $C/N_0$  exprimé en dB-Hz.

Les expressions (3.20) et (3.21) sont utilisées afin de valider la mesure de la gigue de phase dans la boucle simulée. Les résultats de simulation sont présentés à la Figure 102.



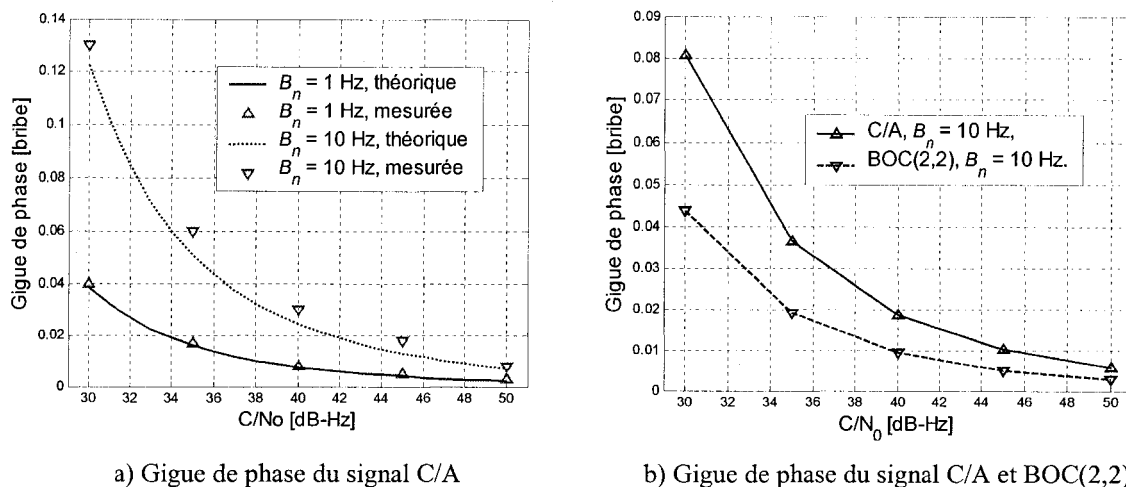


Figure 102 Gigue de phase dans la boucle DLL

La Figure 102a représente la gigue de phase de la boucle DLL en fonction du rapport  $C/N_0$  dans la boucle. Le temps d'intégration de prédétection  $T$  est égal à 1 ms et l'espacement bribe  $d$  est de 0.5 bribe. Les mesures sont effectuées pour le signal C/A. En général, les résultats de mesure sont légèrement plus grands que ceux obtenus par calcul théorique. Il était constaté que cette différence est due au processus de normalisation du discriminateur qui n'est pas prise en compte dans les expressions (3.20) et (3.21).

Il est intéressant de remarquer, également, que le gigue de phase du signal BOC(2,2) est plus faible par rapport à celle du signal C/A (Figure 102b) assurant une meilleure précision des pseudo-mesures. Cela est dû au fait que la pente de la courbe en S du discriminateur pour le signal BOC(2,2) est plus importante. Les résultats de mesure ont démontrés que la gigue de phase du signal BOC(2,2) est presque deux fois plus faibles que pour le signal C/A. Les mesures sont effectuées avec le temps d'intégration  $T$  égale à 1 ms et le paramètre  $d$  qui est égal à 0.078 bribe. Pour une fréquence d'échantillonnage de 25.6 MHz, cet espacement bribe correspond à 1 échantillon dans le cas du signal BOC(2,2) et 2 échantillons dans le cas du signal C/A).

### 3.5 Conclusion

Ce chapitre est d'importance cruciale pour l'avancement du travail sur l'analyse de la robustesse du récepteur hybride. En utilisant toute information pertinente à la conception du récepteur hybride, nous avons simulé une chaîne de réception GPS/Galiléo incluant la source et le canal de perturbation. Durant la phase de simulation, plusieurs hypothèses ont été vérifiées concernant le traitement des signaux BOC. Il était prouvé que le traitement du signal BOC(2,2) est possible avec une architecture de base utilisée dans les récepteurs GPS. De plus, il était prouvé que le traitement du signal BOC(2,2) est possible sans augmenter le nombre des corrélateurs utilisés. Cela concerne le cas particulier du traitement cohérent du signal avec le discriminateur AMR. Il était constaté que pour les autres types des discriminateurs, effectuant un traitement non-cohérent, la boucle de code nécessite au moins deux corrélateurs supplémentaires. Le traitement du signal BOC à large bande et en particulier du signal BOC(14,2) utilisant la technique AMR a démontré qu'un élément important du discriminateur devient le commutateur entre les corrélateurs. Ce corrélateur doit assurer le fonctionnement séquentiel des corrélateurs ayant des différentes valeurs du paramètre  $d$ . Des études supplémentaires sont nécessaires prenant en considération la complexité du problème soulevé.

L'approche utilisée dans le cadre de la simulation du récepteur hybride nous a permis d'obtenir une structure modulaire, facilement adaptable aux différents types d'analyse, qui pourront être effectués dans les travaux à venir. On pense principalement à l'analyse de robustesse du récepteur au stress dynamique ou à l'analyse de robustesse aux multi-trajets.

## CHAPITRE 4

### ANALYSE DE ROBUSTESSE DU RÉCEPTEUR HYBRIDE FACE AUX INTERFÉRENCES

#### 4.1 Estimation préalable de la robustesse du récepteur

Comme tous les récepteurs génériques RF, le récepteur GPS/Galiléo sera vulnérable aux différentes interférences (brouilleurs) à l'entrée. Ces brouilleurs peuvent être non intentionnels ou intentionnels. L'analyse effectuée dans le cadre de ce travail concerne surtout les brouilleurs non intentionnels. Le type et l'origine des principales sources de ces interférences sont généralisés au Tableau VII (Kaplan, 1996).

Tableau VII

Types de brouilleurs et les sources possibles

Types	Sources
Modulation fréquence (phase) à large bande	Les harmoniques des stations TV ou les signaux des émetteurs micro-onde situés dans la bande passante du récepteur.
Signal pulse de large bande	Emetteurs radars
Modulation fréquence (phase) à bande étroite	Harmoniques des émetteurs des stations <i>AM</i> ou <i>CB</i>
Porteuse à balayage de fréquence	Harmoniques des émetteurs de stations radio <i>FM</i> .
Porteuse à fréquence fixe.	Porteuse non modulée des émetteurs dans la bande du récepteur GPS.

Dans son approche la plus générale, l'impact des brouilleurs sur un récepteur GPS/Galiléo se résume au schéma présenté à la Figure 103. Nous nous intéressons surtout à l'impact des interférences sur le canal de réception numérique représenté, dans le cadre de ce travail, par les boucles PLL et DLL. Conformément à la représentation de la Figure 103, les brouilleurs dans le canal de réception numérique ont pour effet de dégrader le rapport  $C/N_0$  dans les boucles, causer des pertes de corrélation du signal utile et provoquer le dysfonctionnement des boucles PLL et DLL (Landry, 1997). Donc, il sera très utile de faire une estimée quantitative de l'impact des brouilleurs sur le canal de réception mentionné et de proposer, en conséquence, une méthode de filtrage afin d'augmenter la robustesse du récepteur en présence des brouilleurs non intentionnels.

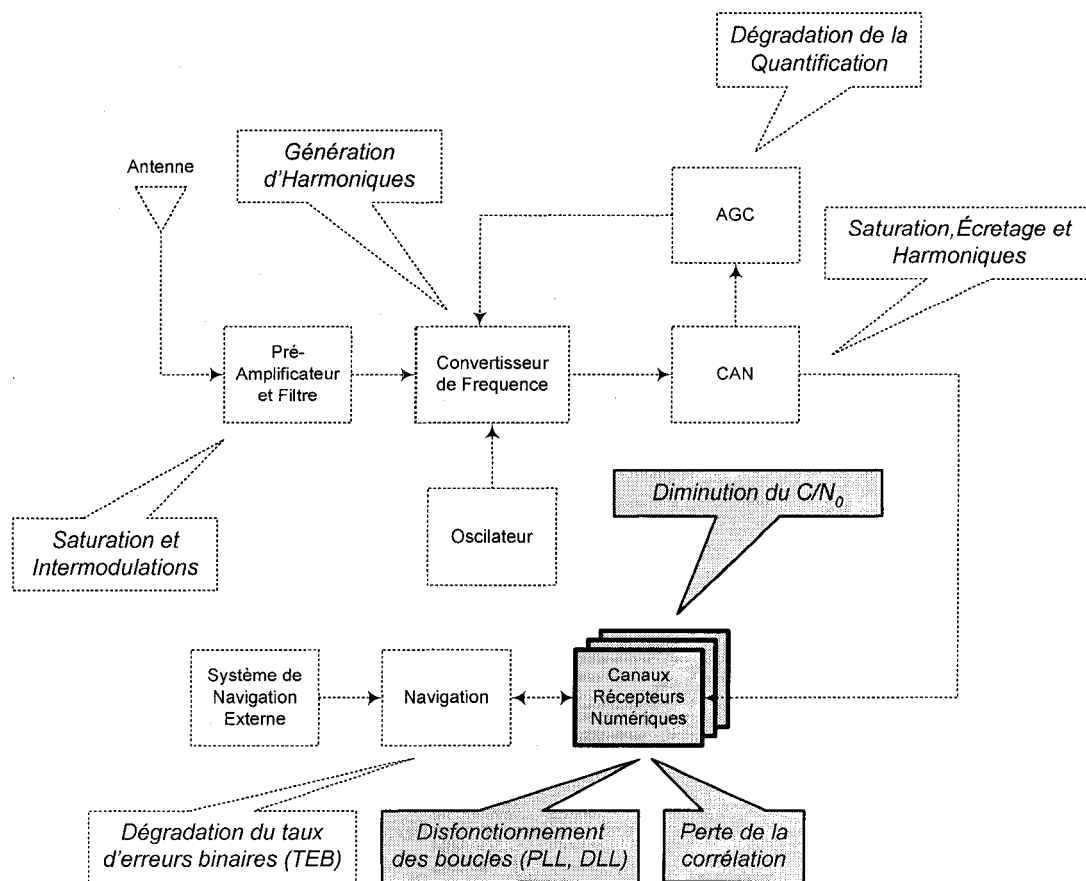


Figure 103 Impact des brouilleurs sur le récepteur GPS

Afin d'analyser l'effet des brouilleurs sur le canal de réception GPS/Galiléo, on propose d'utiliser l'approche suivante :

- A. Calcul du rapport  $C/N_0$  en absence des brouilleurs;
- B. Estimation du rapport  $C/N_0$  en présence des interférences en entrée du récepteur (calcul du rapport  $C/N_0$  effectif);
- C. Estimation du seuil de sensibilité des boucles PLL et DLL;
- D. Mesure du rapport  $C/N_0$  dans le récepteur simulé.

Les calculs sont effectuées pour le code C/A du GPS et le code BOC(2,2) du système Galiléo. Les principales caractéristiques de ces signaux sont présentées au Tableau VIII (Parkinson, 1996; Hein, 2002). Ces caractéristiques sont prises en considération dans le calcul du rapport  $C/N_0$  et du seuil de sensibilité des boucles PLL et DLL. Afin d'effectuer une étude comparative, on a supposé que la longueur du code pseudo-aléatoire pour tous les signaux est la même. En réalité, la longueur du code BOC(2,2) modulé est de 4ms et celle du code BOC(2,2) pilote est de 100ms. Rappelons que la longueur du code C/A du GPS est de 1ms. De plus, les codes pseudo-aléatoires utilisés ne sont pas les mêmes. Mais pour simplifier la démarche, ces différences sont omises.

Tableau VIII

Caractéristiques des signaux E2-L1-E1 et C/A

Bande de fréquence	L1	E2-L1-E1	
Canal		B	C
Type de modulation	C/A	BOC(2,2)	BOC(2,2) Signal pilote
Taux du code PA	1.023 Mbps	2.046 Mbps	2.046 Mbps
Puissance minimale (10° d'élévation)	-160 dBW	-158 dBW	-158 dBW

#### 4.1.1 Calcul théorique du rapport $C/N_0$

Le paramètre  $C/N_0$  est un paramètre essentiel pris en considération dans l'analyse de robustesse des boucles PLL et DLL (Parkinson, 1996). Durant le processus du traitement du signal dans le récepteur ou sous l'effet des brouilleurs, il peut être dégradé. Le rapport  $C/N_0$  en absence des brouilleurs en entrée du récepteur se calcule conformément à l'expression suivante (Kaplan, 1996):

$$C/N_0 = S_r + G_r - 10 \log(\kappa T_0) - N_f - L \quad (\text{dB-Hz}) \quad (4.1)$$

Ici,

$S_r$	=	puissance du signal reçue (dBW),
$G_r$	=	gain de l'antenne (dBic),
$10 \log(\kappa T_0)$	=	densité spectrale du bruit thermique (dB-Hz),
	=	-204 dB-Hz
$\kappa$	=	constante de Boltzmann (watt-s/K)
	=	$1.38 \times 10^{-23}$
$T_0$	=	température équivalente de bruit (K)
	=	290K
$N_f$	=	figure de mérite incluant les pertes en antenne et en câbles (dB)
$L$	=	autres pertes.

On suppose que l'antenne a une gain unitaire, le récepteur a une figure de mérite  $N_f = 4$  dB et les autres pertes  $L = 2$  dB. En substituant les valeurs dans l'équation (4.1), on obtient :

$$(C/N_0)_{C/A} = -160 + 0 - (-204) - 4 - 2 = 38 \quad \text{dB-Hz} \quad (4.2)$$

$$(C/N_0)_{BOC(2,2)} = -158 + 0 - (-204) - 4 - 2 = 40 \quad \text{dB-Hz} \quad (4.3)$$

Le niveau à lequel est réduit le rapport  $c/n_0$  sous l'effet des brouilleurs est appelé le rapport  $c/n_0$  équivalent  $[c/n_0]_{eq}$ . La relation entre le rapport  $[c/n_0]_{eq}$ ,  $c/n_0$  en absence des brouilleurs et le rapport bruit-signal ( $j/s$ ) est donné comme suit (Kaplan, 1996):

$$[c/n_0]_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{c/n_0} + \frac{j/s}{QR_c}} \quad (\text{rapport de puissance}) \quad (4.4)$$

Ici,

- $c/n_0$  = puissance de porteuse non bruitée sur la puissance de bruit thermique dans une bande de 1-Hz exprimé comme rapport;
- $j/s$  = puissance de brouilleur sur la puissance de signal exprimé comme rapport;
- $R_c$  = taux du code pseudo aléatoire (bribes/s)  
=  $1.023 \times 10^6$  bribes/s pour le code C/A;
- $Q$  = facteur d'ajustement d'étalement spectrale  
= 1 pour les brouilleurs à bande étroite  
= 1.5 pour les brouilleurs à large bande  
= 2 pour les brouilleurs de type Gaussien à large bande

En passant vers une représentation logarithmique, l'équation (4.4) peut se réécrire sous la forme suivante :

$$[C/N_0]_{eq} = -10 \log \left[ 10^{-(C/N_0)/10} + \frac{10^{(J/S)/10}}{QR_c} \right] \quad (\text{dB-Hz}) \quad (4.5)$$

Ici,

- $C/N_0$  = puissance de la porteuse sur la puissance du bruit dans une bande de 1-Hz (dB-Hz), égal à  $10 \log(c/n_0)$ ;
- $J/S$  = puissance de brouilleur sur la puissance de signal (dB)  
=  $10 \log(j/s)$ .

#### 4.1.2 Estimation du seuil de la boucle PLL

En se basant sur la pratique courante de conception des récepteurs GPS (Kaplan, 1996), le bon fonctionnement de la boucle de phase est possible sous les conditions suivantes :

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_j + \theta_e \leq Th \text{ (deg)} \quad (4.6)$$

Ici,

$3\sigma_{PLL}$  = 3-sigma de phase provoqué par toutes les sources;

$3\sigma_j$  = 3-sigma de phase provoqué par toutes les sources, à l'exception de perturbations dynamiques;

$\theta_e$  = erreur due au stress dynamique dans la boucle;

$Th$  = le seuil déterminé par la région linéaire du discriminateur choisi.

Par rapport à 1-sigma ( $\sigma_{PLL}$ ) et de façon plus détaillée, l'expression (4.6) se réécrit de la manière suivante (Kaplan, 1996):

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{\theta_e}{3} \leq \frac{Th}{3} \text{ (deg)} \quad (4.7)$$

Ici,

$\sigma_{iPLL}$  = 1-sigma de l'erreur de phase due au bruit thermique (deg);

$\sigma_v$  = 1-sigma de l'erreur de phase induite par les vibrations de l'oscillateur (deg);

$\theta_A$  = gigue de phase induit par les variance Allan de l'oscillateur (deg).

Dans le cas idéal et en absence du stress dynamique en entrée du récepteur, la seule source de perturbation du signal est le bruit thermique. Dans ce cas (Kaplan, 1996),

$$\sigma_{PLL} = \sigma_{iPLL} = \frac{360}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{Bn}{c/n_0} \cdot \left(1 + \frac{1}{2T c/n_0}\right)} \leq \frac{Th}{3} \text{ (deg)} \quad (4.8)$$



Ici,

$B_n$  = bande équivalente de bruit de la boucle (Hz);

$T$  = temps d'intégration de prédétection (s);

$c/n_0$  = puissance de la porteuse sur la puissance du bruit exprimé comme rapport  
 $= 10^{(C/N_0)/10}$  pour  $C/N_0$  exprimé en dB-Hz.

La valeur  $Th$  varie en fonction du système choisi et en fonction de l'architecture utilisée. Pour le signal C/A, le type de discriminateur choisi est *atan* et donc  $Th = 90$  degré. Dans le cas du système Galiléo, cette valeur dépend de l'architecture choisie. Grâce à l'utilisation du code BOC(2,2) pilote (non modulé avec les données de navigation), il est possible d'utiliser dans la boucle quadratique le discriminateur *atan2*. Dans ce cas, la valeur  $Th = 180$  degrés. Pour les cas mentionnés, l'expression (4.8) se réécrit sous les formes suivantes :

$$(\sigma_{iPLL})_{C/A} = \frac{360}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{Bn}{c/n_0} \cdot \left(1 + \frac{1}{2T c/n_0}\right)} \leq \frac{90}{3} = 30 \text{ (deg)} \quad (4.9)$$

$$(\sigma_{iPLL})_{BOC(2,2)} = \frac{360}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{Bn}{c/n_0} \cdot \left(1 + \frac{1}{2T c/n_0}\right)} \leq \frac{180}{3} = 60 \text{ (deg)} \quad (4.10)$$

Supposons que la bande équivalente de bruit  $B_n = 10$  Hz et que le temps d'intégration  $T = 1$  ms. Alors, à partir des expressions (4.9) et (4.10), le seuil de la boucle PLL  $[C/N_0]_{seuil}$  pour chaque type de signaux est égal respectivement à 21.89 dB-Hz et 18.59 dB-Hz.

#### 4.1.3 Estimation du seuil de la boucle DLL

L'approche utilisée pour le calcul du seuil de la boucle de code est similaire à celle décrite dans la section précédente. En se basant sur la pratique la plus courante de

conception des récepteurs GPS, et pour assurer un bon fonctionnement de la boucle de code, la condition suivante doit être respectée (Kaplan, 1996):

$$3\sigma_{DLL} = 3\sigma_{iDLL} + R_e \leq Th \text{ (bribe)} \quad (4.11)$$

Ici,

$3\sigma_{DLL}$  = 3-sigma de phase provoqué par toutes les sources (bribe);

$3\sigma_{iDLL}$  = 3-sigma de phase provoqué par toutes les sources, à l'exception des perturbations dynamiques (bribe);

$R_e$  = erreur due au stress dynamique dans la boucle (bribe);

$Th$  = le seuil déterminé par la région linéaire du discriminateur choisi (bribe).

Par rapport à 1-sigma ( $\sigma_{DLL}$ ) et de façon plus détaillée, l'expression (4.11) se réécrit de la manière suivante :

$$\sigma_{DLL} = \sqrt{\sigma_{iDLL}^2} + \frac{R_e}{3} \leq \frac{Th}{3} \text{ (bribe)} \quad (4.12)$$

Ici,

$\sigma_{iDLL}$  = 1-sigma de phase dû au bruit thermique (bribe);

$R_e$  = gigue de phase induit par le stress dynamique (bribe).

Dans le cas idéal et en absence du stress dynamique en entrée du récepteur, le sauttillement de phase dans la boucle DLL est presque entièrement due au bruit thermique dans la boucle. Donc, on peut considérer, que :

$$\sigma_{DLL} = \sigma_{iDLL} \leq \frac{Th}{3} \text{ (chips)} \quad (4.13)$$

À la différence du cas précédent, dans la DLL, la variation de phase due au bruit thermique dépend du type de discriminateur utilisé. D'après ce qui fut déjà constaté dans

les chapitres 2 et 3, les discriminateurs les plus usuels utilisés dans les récepteurs GPS et pouvant être utilisé dans les futurs récepteurs Galiléo sont : avance moins retard (AMR), puissance avance moins retard (PAMR) et produit croisée (PC). En fonction du discriminateur choisi, la variance des erreurs de synchronisation des codes C/A et BOC(2,2) se calcul comme suit (Ries, 2002b) :

$$\sigma_{idl\_C/A\_AMR}^2 = \frac{B_n d}{c/n_0} \leq \frac{Th_{C/A}}{3} \text{ (bribe)} \quad (4.14)$$

$$\sigma_{idl\_C/A\_PAMR}^2 = \frac{B_n d}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{1}{c/n_0 T(1-d)} \right] \leq \frac{Th_{C/A}}{3} \text{ (bribe)} \quad (4.15)$$

$$\sigma_{idl\_C/A\_PC}^2 = \frac{B_n d}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{1}{c/n_0 T} \right] \leq \frac{Th_{C/A}}{3} \text{ (bribe)} \quad (4.16)$$

$$\sigma_{idl\_BOC\_AMR}^2 = \frac{B_n d}{c/n_0 \left[ \frac{4m}{n} \right]} \leq \frac{Th_{BOC}}{3} \text{ (bribe)} \quad (4.17)$$

$$\sigma_{idl\_BOC\_PAMR}^2 = \frac{B_n d}{c/n_0 \left[ \frac{4m}{n} \right]} \left[ 1 + \frac{1}{c/n_0 \cdot T \cdot \left( 1 - d \cdot \frac{4m}{n} \right)} \right] \leq \frac{Th_{BOC}}{3} \text{ (bribe)} \quad (4.18)$$

$$\sigma_{idl\_BOC\_PC}^2 = \frac{B_n d}{c/n_0 \left[ \frac{4m}{n} \right]} \left[ 1 + \frac{1}{c/n_0 \cdot T} \right] \leq \frac{Th_{BOC}}{3} \text{ (bribe)} \quad (4.19)$$

Ici,

$B_n$  = bande équivalente de bruit de la boucle de code (Hz);

$T$  = temps d'intégration de prédétection (s);

$d$  = décalage entre les voies avance ou retard et la voies en phase (bribe);

$Th_{C/A}$  = seuil déterminé par la région linéaire du discriminateur dans le cas du code C/A (bribe);

$Th_{BOC}$  = seuil déterminé par la région linéaire du discriminateur dans le cas du code BOC (bribe);

$c/n_0$  = puissance de la porteuse sur la puissance du bruit exprimé comme un rapport  
 $= 10^{(C/N_0)/10}$  pour  $C/N_0$  exprimé en dB-Hz.

Comme il était déjà mentionné, la valeur  $Th$  varie en fonction du type du discriminateur choisi et en fonction du paramètre  $d$ . De plus, elle dépend du signal à traiter (C/A ou BOC). Normalement, pour les types de discriminateurs choisis et utilisés dans les récepteurs hybrides (AMR, PC et PAMR), le seuil du discriminateur  $Th$  est égal au paramètre  $d$ . Le discriminateur de type PC utilisé pour le signal BOC fait l'exception à la règle et la relation étant particulière entre le seuil du discriminateur et le paramètre  $d$ , celle-ci est présentée graphiquement à la Figure 104d.

Afin d'estimer les performances de la boucle de code, il faut connaître le seuil maximal du discriminateur de boucle qui, à vraie dire, n'est pas le même pour les deux types de signaux. Pour le signal C/A, il est égal à 0.5 bribe. En ce qui concerne les signaux BOC, le seuil maximal est 0.5 bribe pour le discriminateur AMR, 0.25 bribe pour le discriminateur PAMR et finalement, 0.17 bribe dans le cas du discriminateur PC. Les Figure 104 représentent la sortie des discriminateurs DLL en fonction de l'erreur en entrée et l'espacement bribe  $d$  pour le signal BOC(2,2). On peut remarquer que la partie linéaire de la courbe en S, qui détermine le seuil  $Th_{BOC}$  du discriminateur, varie en fonction du paramètre  $d$  de manière différente d'un discriminateur à l'autre et cette variation n'est pas toujours linéaire.

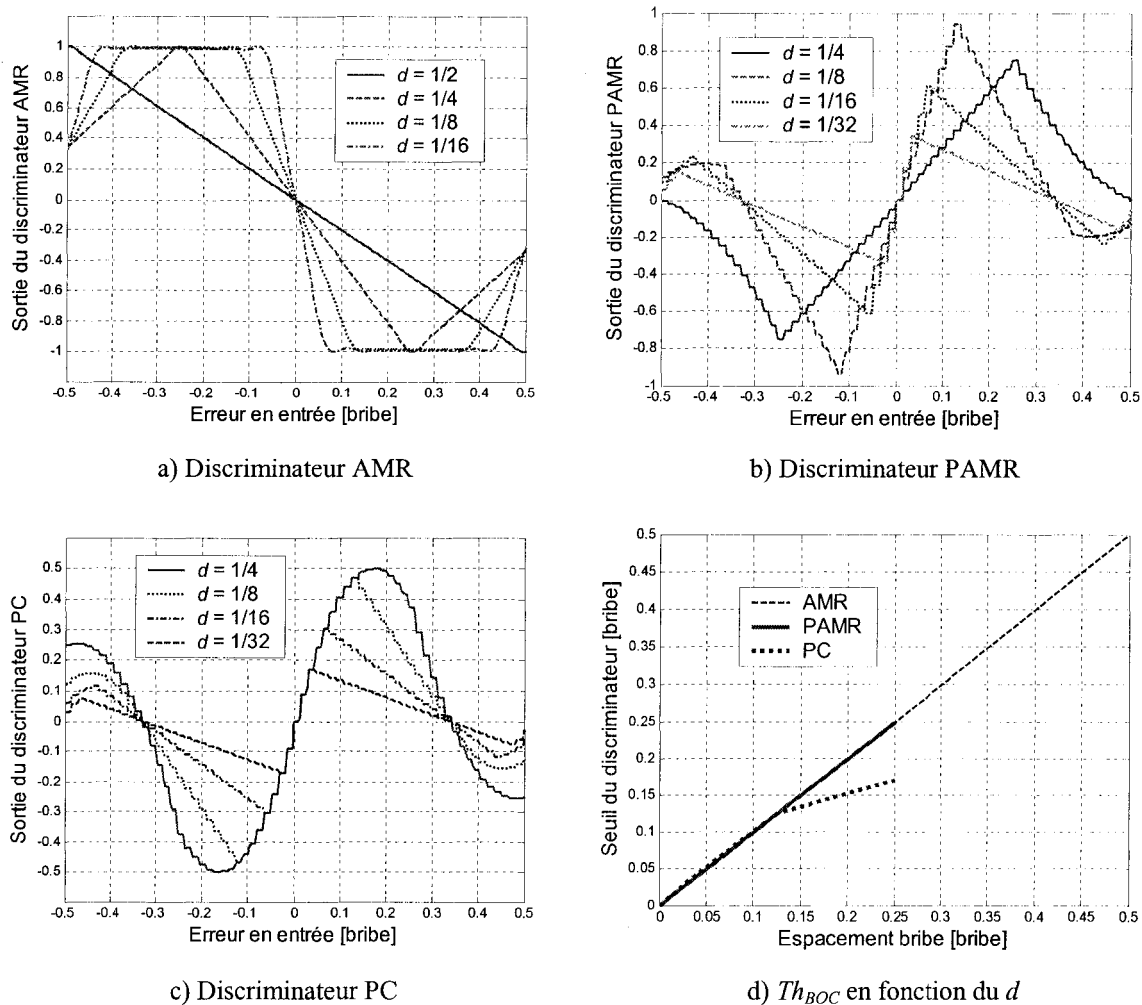
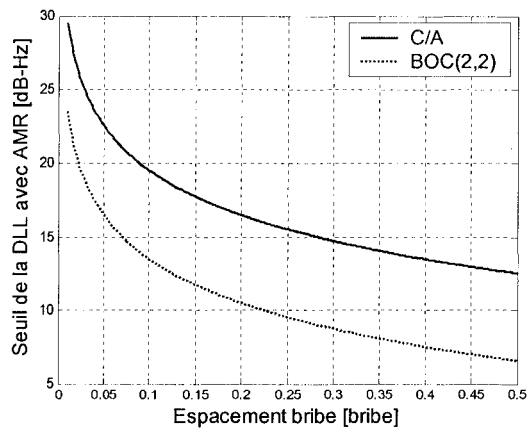
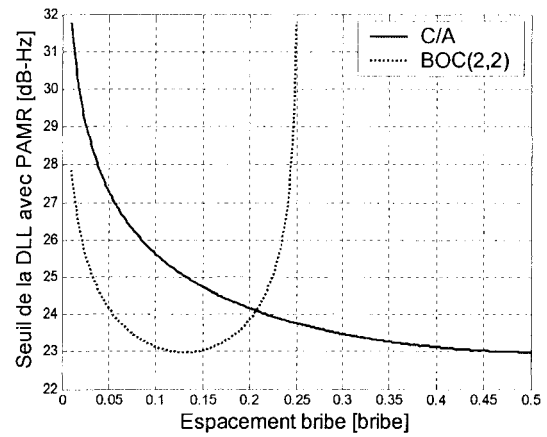


Figure 104 Signal BOC et les discriminateurs AMR, PAMR et PC

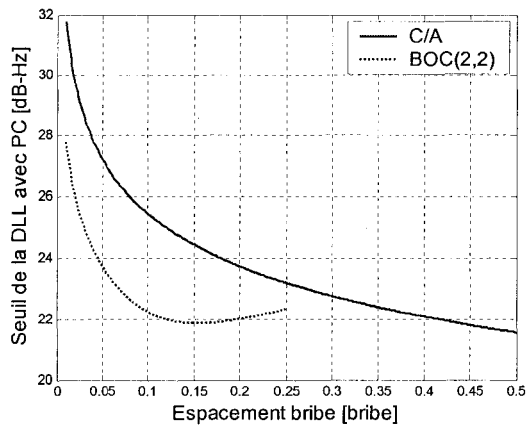
À partir des expressions (4.14)-(4.19), il est possible de trouver le rapport  $C/N_0$  minimal accessible qui représente le seuil de la boucle pour chacun des cas décrit. À cette fin, on suppose que la bande équivalente de bruit  $B_n = 1$  Hz et que le temps d'intégration de prédétection  $T = 1$  ms. On rappelle que les calculs sont réalisés pour le signal C/A et le signal BOC(2,2). Les résultats des calculs, sous forme de graphiques, sont présentés à la Figure 105. Il est intéressant de remarquer, que pour les mêmes valeurs du paramètre  $d$ , la boucle de code est plus robuste dans le cas du traitement du signal BOC(2,2). La seule exception constitue le discriminateur PAMR.



a) Discriminateur AMR



b) Discriminateur PAMR



c) Discriminateur PC

Figure 105 Seuil du DLL en fonction de l'espacement bribe  $d$ 

Pour ce type de discriminateur, et afin d'assurer une meilleure robustesse par rapport au signal C/A, il sera judicieux de choisir la valeur  $d$  inférieure à 0.21 bribe.

#### 4.1.4 Résumé préalable sur la vulnérabilité de l'ensemble du récepteur

Dans les sections précédentes, nous avons calculé le seuil de fonctionnement des boucles de phase et de code du récepteur hybride pour les deux types de signaux : C/A du GPS et

BOC(2,2) du système Galiléo. Le

Tableau IX résume les résultats obtenus pour tous les cas mentionnés.

Tableau IX

Seuils de fonctionnement des boucles PLL et DLL

Type du signal	Seuil du DLL			Seuil du PLL
	AMR	PAMR	PC	
C/A	12.6 dB-Hz ( $d = 0.5$ bribe)	23 dB-Hz ( $d = 0.5$ bribe)	21.6 dB-Hz ( $d = 0.5$ bribe)	21.9 dB-Hz (avec discr. <i>atan</i> )
BOC(2,2)	6.5 dB-Hz ( $d = 0.5$ bribe)	23 dB-Hz ( $d = 0.125$ bribe)	21.9 dB-Hz ( $d = 0.15$ bribe)	21.9 dB-Hz (avec discr. <i>atan</i> ) 18.6 dB-Hz (avec discr. <i>atan2</i> )

Les valeurs sélectionnées reflètent les meilleurs cas possible en fonction du discriminateur de boucle choisi et en fonction du paramètre  $d$ . Comme on peut le constater, le seuil du récepteur varie en fonction de la configuration de la boucle de code choisi. Ainsi, pour une DLL avec le discriminateur PAMR, le seuil du récepteur est entièrement déterminé par ce dernier (23 dB-Hz par rapport au seuil de la PLL qui constitue 21.9 dB-Hz pour le signal C/A et 18.6 dB-Hz pour le signal BOC). Les meilleures performances sont obtenues avec le discriminateur de type AMR. Dans ce cas, le seuil potentiel du récepteur constitue 21.9 dB-Hz pour le signal C/A et 18.6 dB-Hz pour le signal BOC(2,2). Mais malheureusement, l'utilisation du discriminateur AMR est assez limitée à cause de la nature cohérente de celui-ci. Autrement dit, ce type de discriminateur nécessite une synchronisation parfaite de la boucle de phase ce qui n'est pas toujours le cas. En conséquence, un bon choix parmi les trois types de discriminateurs est le discriminateur de type PC. Dans ce cas, le seuil du récepteur hybride est égal à 21.9 dB-Hz pour les deux signaux en question. Prenons cette valeur comme référence et calculons la puissance maximale du brouilleur tolérée par le récepteur hybride. Pour cela, réécrivons l'expression (4.5) par rapport à  $J/S$ . On obtient l'expression suivante (Kaplan, 1996) :

$$J/S = 10 \log \left[ QR_c \left( \frac{1}{10^{[C/N_0]_{eq}/10}} - \frac{1}{10^{(C/N_0)/10}} \right) \right] \text{ (dB)} \quad (4.20)$$

Afin de calculer le rapport  $J/S$  au seuil du récepteur hybride, on suppose que la source d'interférence est un bruit à bande étroite ( $Q = 1$ ). Le paramètre  $[C/N_0]_{eq}$  dans l'expression (4.20) doit être égal au seuil du canal de réception. Or, celui-ci a une valeur de 21.9 dB-Hz (d'après les calculs préalables). Le paramètre  $C/N_0$  est différent pour chacun des signaux et constitue 38 dB-Hz pour le signal C/A et 40 dB-Hz pour le signal BOC(2,2). Le taux du code pseudo-aléatoire est aussi différent pour les deux signaux mentionnés et constitue 1.023 Mbps dans le cas du signal C/A et 2.046 Mbps pour le signal BOC(2,2). En substituant tous les valeurs en équation (4.20), on obtient :

$$(J/S)_{C/A} = 10 \log \left[ 1 \times 1.023 \times 10^6 \cdot \left( \frac{1}{10^{2.19}} - \frac{1}{10^{3.8}} \right) \right] \text{ dB} = 38.1 \text{ dB} \quad (4.21)$$

$$(J/S)_{BOC(2,2)} = 10 \log \left[ 1 \times 2.023 \times 10^6 \cdot \left( \frac{1}{10^{2.19}} - \frac{1}{10^{4.0}} \right) \right] \text{ dB} = 41.1 \text{ dB} \quad (4.22)$$

Les valeurs ainsi obtenues sont impressionnantes, mais malheureusement, il faut dire que même avec un brouilleur de faible puissance, on peut mettre hors service un récepteur hybride. Si les valeurs  $J/S$  et  $S$  sont connus, alors,

$$j = 10^{(J/S+S)/10} \text{ (watts)} \quad (4.23)$$

où

$j$  = puissance de brouilleur à l'entrée du récepteur (dBW)

Donc, pour une puissance minimale à l'entrée  $S = -158 \text{ dBW}$  et un rapport  $J/S$  raisonnable de 41.1 dB, ce qui est très favorable, la puissance du brouilleur est égale à :



$$j = 10^{(41.1-158)/10} = 2 \times 10^{-12} \text{ watts} \quad (4.24)$$

Ceci nous démontre que même avec une puissance de brouilleur à l'entrée du récepteur égale à 2pW, on peut mettre hors service un récepteur hybride qui pourtant est très performant mais qui serait dépourvue d'un système d'antibrouillage (Clynch, 2002).

## 4.2 Chaîne de réception hybride sous l'effet des interférences

L'analyse préalable de la robustesse du récepteur hybride, effectuée dans la section précédente, peut nous servir surtout à titre d'indication. L'approche utilisée, qui est dans la plupart des cas purement théorique, ne tient pas compte de la position des brouilleurs face aux raies spectrales du signal GPS (Galiléo), tout comme des schémas de modulation des signaux transmis. De plus, si on prend en compte la particularité de l'architecture du récepteur hybride, il paraît évident que l'analyse de robustesse ne peut pas être complétée sans les mesures effectuées dans la chaîne de réception simulant le traitement réel des signaux GPS/Galiléo. Dans les sections qui suivent, nous proposons de simuler l'impact des différents brouilleurs sur le fonctionnement du récepteur hybride modélisé afin de tirer les conclusions finales et donner des recommandations quant à la possibilité d'augmenter la robustesse des futurs récepteurs hybrides.

### 4.2.1 Schéma du simulateur pour l'analyse de robustesse

L'approche utilisée pour la simulation de fonctionnement du récepteur hybride dans un environnement bruité permet une analyse comparative entre le signal C/A du GPS et E2-L1-E1 du système Galiléo. Pour se mettre dans les mêmes conditions, les paramètres des signaux de la source GPS/Galiléo ont été choisis identiques; les signaux utilisent les codes de Gold de la même famille (actuellement utilisés pour le GPS), la longueur du code est égale à 1 ms, le rapport  $C/N_0$  à l'entrée du récepteur pour le signal GPS et pour chacun des signaux du système Galiléo (BOC(2,2) modulé et BOC(2,2) pilote) est égal à

45 dB-Hz. Il faut se rappeler que les signaux mentionnés du système Galiléo sont transmis en phase (BOC(2,2) modulé avec les données) et en quadrature (BOC(2,2) comme signal pilote). Donc en réalité, le signal mixte (phase plus quadrature) est 3 dB plus puissant que chacun des deux signaux mentionnés. Le schéma du simulateur GPS/Galiléo utilisé pour la mesure du rapport  $C/N_0$  est présenté à la Figure 106. Comme on peut le remarquer, le schéma du simulateur est composé des éléments, déjà bien connus, comme la source des signaux GPS/Galiléo, le canal de perturbation avec brouilleurs et des deux canaux de réception (un pour chaque système de navigation). L'élément nouveau, utilisé dans le schéma, est le filtre antibrouilleur FADP dont la description suit à la section 4.3. Dans le cadre de ce travail, l'analyse de robustesse n'est effectuée que sur le signal C/A du GPS et BOC(2,2) du système Galiléo. Rappelons que les deux signaux mentionnés ci-haut sont, tout d'abord, destinés aux applications civiles. En conséquence, afin d'augmenter la vitesse de simulation du modèle, le signal BOC(14,2), qui fait partie de la modulation hexaphase modifiée, a été remplacée par un troisième signal BOC(2,2) qui n'est utilisé que pour la génération du signal composite E2-L1-E1. Cette approche nous a permis de descendre la fréquence d'échantillonnage de 80 MHz à 22 MHz.

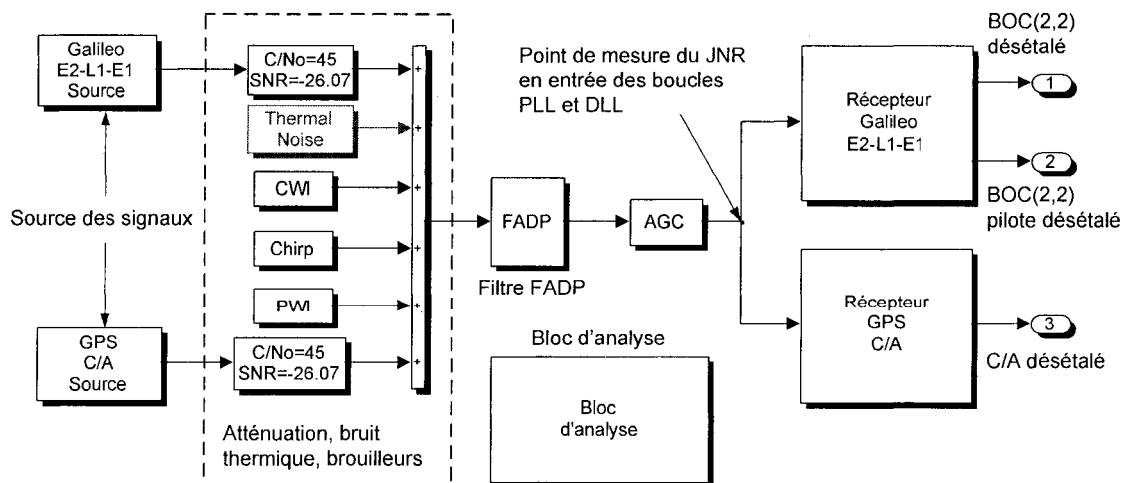


Figure 106 Schéma utilisé pour la mesure du  $C/N_0$

#### 4.2.2 Mesure du rapport signal sur bruit dans le récepteur hybride

Le rapport signal sur bruit dans le récepteur hybride est le paramètre le plus important dans l'analyse de robustesse. D'ailleurs, c'est le seul facteur externe pris en considération dans la démarche théorique étudiée dans la section 4.1. Ce paramètre peut être exprimé soit comme un rapport  $SNR$  (*Signal to Noise Ratio*), soit comme un rapport  $C/N_0$  (*Signal to Spectral Density Noise Ratio*). Ce dernier est le plus utilisé dans l'analyse du récepteur GPS et, en conséquence, il était proposé de l'adopter pour l'analyse du récepteur hybride de la même manière. De plus, le rapport  $C/N_0$  est plus général car il ne dépend pas de la bande passante du canal de réception. Les deux paramètres en question sont reliés par les expressions suivantes :

$$SNR = \frac{C}{N_0} - 10 \log(B) = \frac{C}{N_0} - 10 \log\left(\frac{F_s}{2}\right) = \frac{C}{N_0} - 10 \log(F_s) + 3 \text{ (dB)} \quad (4.25)$$

$$\frac{C}{N_0} = SNR + 10 \log(B) = SNR + 10 \log\left(\frac{F_s}{2}\right) = SNR + 10 \log(F_s) - 3 \text{ (dB)} \quad (4.26)$$

Ici,

$B$  = bande passante du récepteur (Hz);

$SNR$  = rapport signal sur bruit ( $SNR$ ) exprimé en dB;

$C/N_0$  = rapport  $C/N_0$  exprimé en dB-Hz;

$F_s$  = fréquence d'échantillonnage utilisée dans le récepteur (Hz).

Dans une architecture numérique, la bande du récepteur  $B$  ne peut pas dépasser la valeur  $F_s/2$ . Il est donc important de se rappeler que la robustesse du récepteur est déterminée par le fonctionnement de ces boucles. Donc, dans notre démarche, il sera tout à fait raisonnable de mesurer le rapport  $C/N_0$  à l'entrée de celles-ci. Afin de calculer le rapport  $C/N_0$  à l'entrée des boucles, il est nécessaire de connaître les trois valeurs suivantes : la puissance du signal utile  $C$ , la puissance du bruit total  $N$  en sortie du bloc AGC et la

bande de fréquence du récepteur  $B$ . Si la bande passante du récepteur peut être connue ou estimée, alors la puissance du signal utile et du bruit est plus difficile de calculer. Le problème est que les deux signaux sont mélangés ensemble. De plus, les autres types de signaux (ex. différents brouilleur, autres signaux satellites GPS/Galiléo) viennent compliquer la tâche. Dans le cadre de ce travail, il était proposé d'utiliser les quatre méthodes suivantes :

- A. Calcul de la puissance du signal utile par la partition du spectre du signal;
- B. Calcul de la puissance du signal utile par corrélation du signal mixte avec un certain signal de référence;
- C. Mesure directe de la puissance du signal conforme à la définition de base (très efficace dans le cas où la puissance du signal recherché est beaucoup plus grande par rapport aux autres signaux);
- D. Mesure de la puissance en utilisant le théorème de Perceval.

#### 4.2.2.1 Principe de la méthode de partition du spectre

L'approche utilisée est fort simple. Elle consiste en fait à extraire d'un signal mixte (signal + bruit), le signal utile d'un côté et le bruit de l'autre. Si on regarde la représentation spectrale d'un signal mixte de la Figure 107, on constate que le rapport SNR se calcule comme :

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} = \frac{P_{total}(B_{signal}) - P_{bruit}(B_{signal})}{[P_{total}(B_{bruit}) - P_{total}(B_{signal})] + P_{bruit}(B_{signal})} \quad (4.27)$$

Ici,

$P_{total}(B_{signal})$  = puissance totale dans la bande du signal;

$P_{total}(B_{bruit})$  = puissance totale dans la bande du bruit;

$P_{bruit}(B_{signal})$  = puissance du bruit dans la bande du signal;

$$= \frac{P_{total}(B_{bruit}) - P_{total}(B_{signal})}{B_{bruit} - B_{signal}} \cdot B_{signal}$$

Voici une représentation spectrale du principe de calcul du rapport SNR.

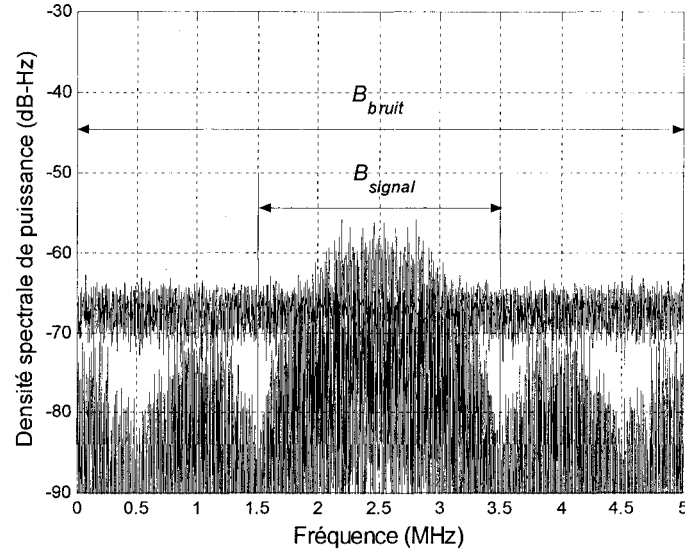


Figure 107 Principe de calcul du rapport SNR

Les éléments utilisés pour mesurer la puissance totale dans une bande donnée sont des intégrateurs numériques. Dans ce cas, ils jouent également le rôle de filtres passe-bas. Évidemment, d'après l'expression mathématique d'un intégrateur,

$$\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N x(n) \quad (4.28)$$

et celle de l'expression pour le calcul de la puissance d'un signal suivante:

$$P = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N |x(n)|^2 \quad (4.29)$$

on remarque que la fréquence d'échantillonnage et la puissance à la sortie de l'intégrateur sont réduites d'un facteur  $N$ . Pour une fréquence d'échantillonnage donnée  $F_s$ , la puissance  $P$  dans une bande donnée  $B_f$  se calcule comme suit :

$$P = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M \left| \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N x(n) \right|^2 \quad (4.30)$$

Ici,

$M$  = nombre d'échantillons sur lesquels s'effectue la moyenne pour le calcul de la puissance;

$N$  = nombre d'échantillons sur lesquels s'effectue l'intégration,  
 $= \frac{F_S/2}{B_F}$ .

Pour éclaircir la démarche, on propose un exemple de calcul. Supposons qu'on doit calculer le rapport  $SNR$  du signal désétalé dans une bande de fréquence  $B_F$  égale à 100 Hz. On considère que la fréquence d'échantillonnage  $F_S$  est égale à 8.184 MHz. Pour la voie en phase  $I$  et en quadrature  $Q$ , l'expression (4.30) se réécrit comme :

$$P = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M \left[ \left| \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N I(n) \right|^2 + \left| \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Q(n) \right|^2 \right] \quad (4.31)$$

Conformément à l'expression (4.27), on cherche à calculer les valeurs suivantes :

$$P_{total}(B_{signal}) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M \left[ \left| \frac{1}{N_1} \cdot \sum_{n=1}^{N_1} I(n) \right|^2 + \left| \frac{1}{N_1} \cdot \sum_{n=1}^{N_1} Q(n) \right|^2 \right] \quad (4.32)$$

$$P_{total}(B_{bruit}) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M \left[ \left| \frac{1}{N_2} \cdot \sum_{n=1}^{N_2} I(n) \right|^2 + \left| \frac{1}{N_2} \cdot \sum_{n=1}^{N_2} Q(n) \right|^2 \right] \quad (4.33)$$

Ici,

$N_1$  = nombre d'échantillons sur lesquels s'effectue l'intégration dans la bande du signal  $B_S$ . On rappelle que le signal utile a une largeur de bande de 50 Hz

$$= \frac{F_S/2}{B_S} = \frac{8 \cdot 1.023 \times 10^6 / 2}{50} = 81840 \text{ échantillons}$$

$N_2$  = nombre d'échantillons sur lesquels s'effectue l'intégration dans la bande de mesure  $B_F$ . On rappelle que la bande est de 100 Hz

$$= \frac{F_S/2}{B_F} = \frac{8 \cdot 1.023 \times 10^6 / 2}{100} = 40920 \text{ échantillons}$$

On choisit le nombre d'échantillon  $M$  le plus grand possible, compte tenu de la durée de calcul. Dans notre cas,  $M$  est égal à 300 échantillons. Donc,

$$P_{total}(B_{signal}) = \frac{1}{300} \cdot \sum_{m=1}^{300} \left[ \left| \frac{1}{81840} \cdot \sum_{n=1}^{81840} I(n) \right|^2 + \left| \frac{1}{81840} \cdot \sum_{n=1}^{81840} Q(n) \right|^2 \right] \quad (4.34)$$

$$P_{total}(B_{bruit}) = \frac{1}{300} \cdot \sum_{m=1}^{300} \left[ \left| \frac{1}{40920} \cdot \sum_{n=1}^{40920} I(n) \right|^2 + \left| \frac{1}{40920} \cdot \sum_{n=1}^{40920} Q(n) \right|^2 \right] \quad (4.35)$$

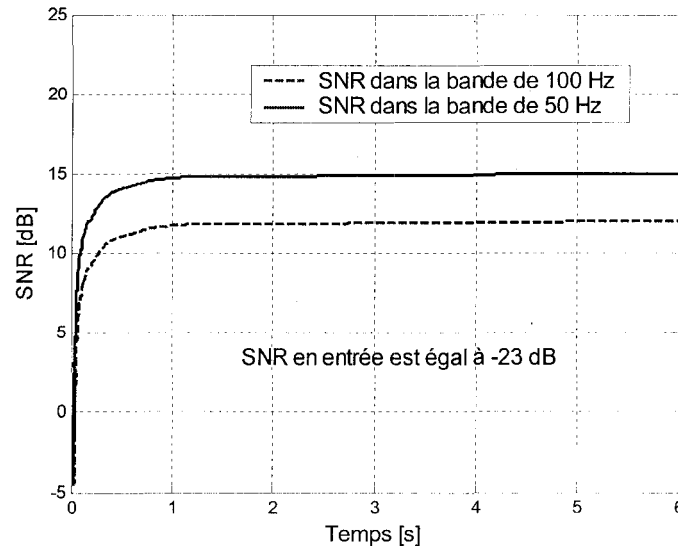


Figure 108 Rapport SNR dans les bandes de 50 Hz et 100 Hz

Les résultats obtenus expérimentalement dans le récepteur sont présentés à la Figure 108. Malheureusement, l'utilisation de cette méthode est limitée aux cas où les brouilleurs occupent une bande beaucoup plus importante que la bande du signal utile.

#### 4.2.2.2 Calcul de la puissance par la corrélation

La puissance d'un signal faisant partie d'un signal mixte peut être aisément calculée par corrélation entre celui-ci et un certain signal de référence. Regardons plus en détail ce concept à l'aide du schéma représenté à la Figure 109.

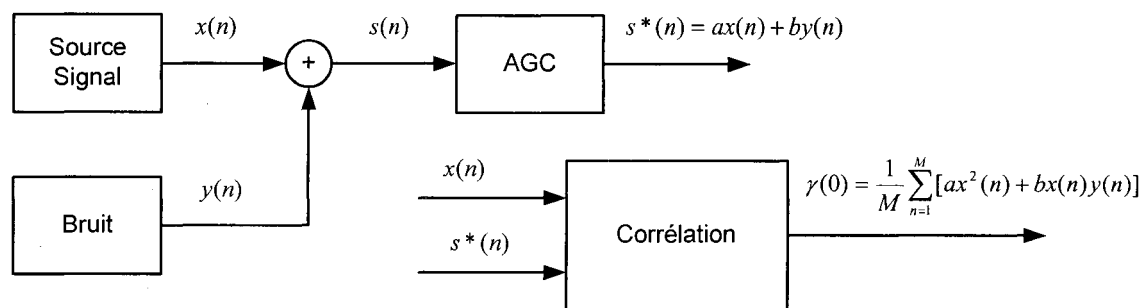


Figure 109 Principe de calcul de la puissance par mesure de corrélation

Supposons un signal mixte  $s(n)$  qui est composé de la somme de deux signaux, soit  $x(n)$  et  $y(n)$  conformément au schéma de la Figure 109. Après un traitement par le bloc AGC, le signal subit une atténuation et, en conséquence, le signal en sortie  $s^*(n)$  sera égal à la somme des deux signaux atténués, soit  $ax(n)$  et  $by(n)$ . Ici les coefficients  $a$  et  $b$  caractérisent l'atténuation de chacun des signaux dans le bloc AGC et, normalement, ces valeurs ne sont pas connues. Supposons maintenant, qu'on doit calculer la puissance du signal  $x(n)$  à la sortie du bloc AGC. D'après la définition, la puissance  $P_x$  du signal  $x(n)$  en sortie du bloc AGC, est égale à :

$$P_x = \overline{[ax(n)]^2} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M [ax(n)]^2 = a^2 \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M [x(n)]^2 \quad (4.36)$$



Ici  $M$  représente le nombre d'échantillons dont on fait la moyenne. Essayons de trouver la même valeur par la propriété de corrélation entre les signaux. La fonction de corrélation entre le signal  $x(n)$  en entrée et le signal  $s^*(n)$  en sortie se calcule conformément à l'expression suivante :

$$\gamma_{xs^*}(l) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x(n) \cdot s^*(n-l) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x(n) \cdot [ax(n-l) + by(n-l)] \quad (4.37)$$

S'il n'y a pas de déphasage entre les signaux en question, la fonction de corrélation dans le point où  $l = 0$  se détermine comme suit :

$$\gamma_{xs^*}(0) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x(n) \cdot [ax(n) + by(n)] = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M [a[x(n)]^2 + bx(n)y(n)] \quad (4.38)$$

Supposons que le signal de référence  $x(n)$  ait une puissance unitaire ( $\overline{[x(n)]^2} = 1$ ). Dans ce cas, en mettant au carré l'expression (4.38), on obtient :

$$\gamma_{xs^*}^2(0) = \left[ \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M a[x(n)]^2 \right]^2 + 2ab \left[ \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x(n)y(n) \right] + \left[ \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M bx(n)y(n) \right]^2 \approx a^2 \quad (4.39)$$

Si on considère que les produits d'intercorrélations sont négligeables, l'expression (4.39) correspond exactement à la puissance recherchée. Donc, en choisissant comme référence un signal de puissance unitaire, il est possible de calculer la puissance d'un signal particulier faisant partie d'une somme des signaux composites.

L'inconvénient de cette méthode consiste au fait qu'il faut connaître le signal de référence (ce qui n'est pas toujours possible en réalité) et surtout, elle n'est utilisable que si les produits d'intercorrélations sont nettement inférieurs à la corrélation du signal utile.

#### 4.2.2.3 Calcul de la puissance d'un signal par une mesure directe

D'après cette méthode, la puissance du signal recherchée se calcule conformément à l'expression (4.36). Elle est très efficace dans les cas où la puissance du signal recherchée est nettement supérieure par rapport aux autres signaux constituant le signal mixte. Par exemple, dans le signal GPS (Galiléo), la puissance du signal utile à la sortie du bloc AGC est à peu près à 20dB inférieure par rapport à la puissance du bruit thermique. Considérons le signal mixte  $s(n)$  composé de la somme des deux signaux  $x(n)$  et  $y(n)$  et que  $y(n) = 0.1x(n)$ . La puissance du signal mixte  $s(n)$  se calcule comme suit :

$$p = \overline{s(n)^2} = \overline{[x(n) + y(n)]^2} = \overline{x(n)^2} + 2\overline{x(n)y(n)} + \overline{y(n)^2} \approx \overline{x(n)^2} + \overline{y(n)^2} \cong \overline{x(n)^2} \quad (4.40)$$

Supposons que la puissance du signal  $x(n)$  est égale à 1W. Dans ce cas, l'erreur de calcul de la puissance du signal  $x(n)$  par mesure directe est égale à 0.01W ou 0.04dB ( $10\log(1.01) - 10\log(1) = 0.04$ ) ce qui est tout à fait acceptable dans les majorités des cas.

#### 4.2.2.4 Calcul de la puissance d'un signal en utilisant le théorème de Parseval

D'après le théorème de Parseval, la puissance du signal  $P$  est égale à la somme des puissances de toutes les composantes spectrales  $F_n$  constituant le spectre du signal ou autrement dit :

$$P = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F_n|^2 \quad (4.41)$$

Cette approche peut être très intéressante dans le calcul de la puissance des brouilleurs du signal mixte qu'il soit à l'entrée du filtre antibrouilleur ou à sa sortie. Par exemple, dans le cas de l'utilisation de plusieurs brouilleurs de type CWI, la mesure de la puissance par la fonction de corrélation peut produire des erreurs causées par l'intercorrélation entre

les brouilleurs. Par contre, en sachant que le spectre du brouilleur CWI est essentiellement composé de quelques lignes spectrales les plus significatives, il est possible de les soustraire du spectre du signal mixte afin de calculer sa puissance. Cette méthode est très efficace pour le calcul du gain du filtre antibrouilleur. En effet, le gain dans ce cas, peut être calculé comme le rapport entre la puissance des raies spectrales en entrée et en sortie du filtre de la manière présentée à la Figure 110. Cette méthode doit être appliquée aussi avec prudence, car dans certain cas, tel le processus du traitement du signal dans le filtre, il est possible d'avoir des raies "parasites" à la sortie, surtout dans le cas de la saturation du signal dans le filtre.

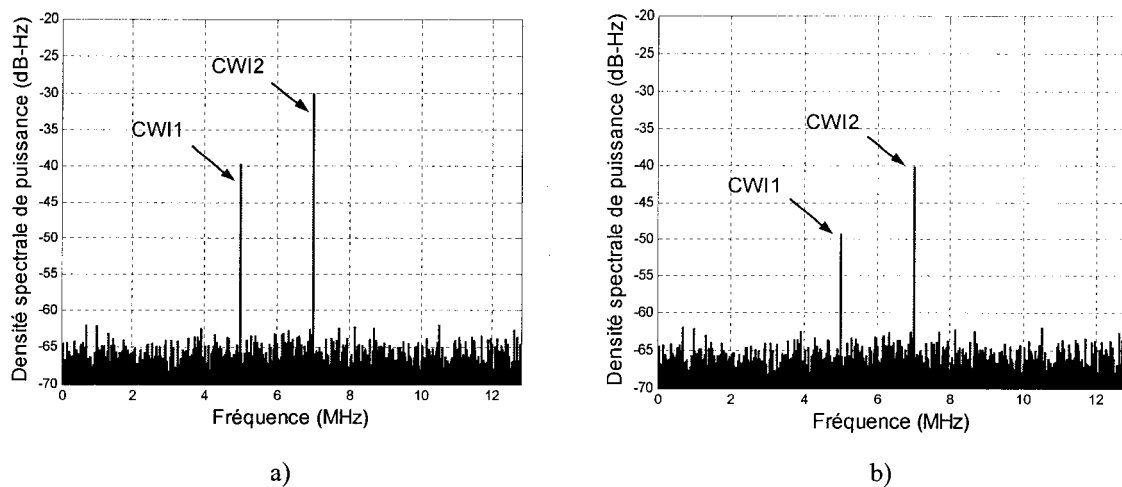


Figure 110 Calcul de l'atténuation du signal par le théorème de Parseval

#### 4.2.3 Récepteur hybride dans un environnement bruité

Les résultats de mesure du rapport  $C/N_0$  dans l'architecture hybride (GPS/Galiléo) ont démontré, de manière surprenante, que sous les mêmes conditions de départ, la chaîne de réception Galiléo subit des pertes du rapport  $C/N_0$  plus importantes que le canal de réception GPS. Plus précisément, les pertes du  $C/N_0$  constituent à peu près -1.7 dB pour le canal BOC(2,2) modulé avec les données de navigation et -4.8 dB pour le canal de réception du signal BOC(2,2) pilote. Il était constaté également, que la source de ces

pertes se trouve dans le schéma de modulation du signal du système Galiléo dans la bande E2-L1-E1. Rappelons que dans cette bande de fréquence, les signaux sont générés en utilisant la modulation hexaphase modifiée. Or, durant le processus de modulation, les canaux BOC(2,2) modulé et BOC(2,2) pilote subissent une atténuation de  $\cos(0.6115)$  et  $\sin(6.115)$  respectivement. Cette atténuation provoque une perte de corrélation de départ de -1.74 dB pour le signal BOC(2,2) modulé et de -4.82 dB pour le signal BOC(2,2) pilote. En analysant l'impact des interférences sur la chaîne de réception hybride dépourvue d'un filtre antibrouilleur, on a pu constater également, qu'en plus de dégrader le rapport  $C/N_0$  dans le récepteur, les brouilleurs ont l'effet de changer la valeur moyenne du signal désétalé. Ce phénomène peut être très ennuyant pour le fonctionnement des boucles car, même dans le cas où les répliques sont parfaitement synchrones avec les signaux reçus, il existe toujours un signal d'erreurs à la sortie du discriminateur PLL (DLL). La Figure 111 illustre l'impact du brouilleur CWI sur le fonctionnement des boucles PLL (DLL) dans la chaîne de réception hybride. En absence de brouilleurs à l'entrée, le signal désétalé est symétrique par rapport à zéro (Figure 111a). Dans ce cas, si les signaux reçus sont parfaitement synchrones avec les répliques générées, la moyenne à la sortie des discriminateurs tend vers zéro.

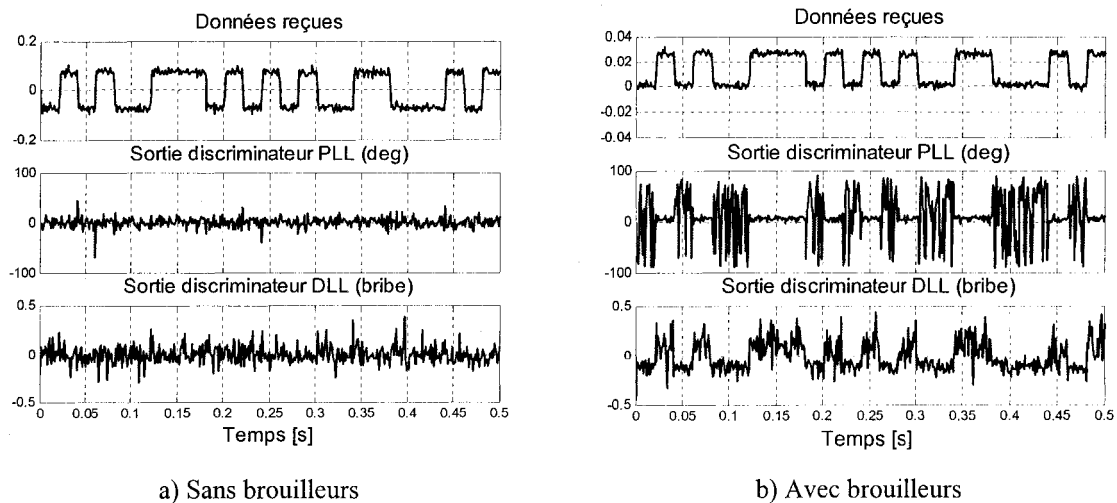


Figure 111 L'impact des brouilleurs CWI sur le fonctionnement des PLL et DLL

Il n'en est pas de même pour un signal reçu en présence d'un brouilleur CWI (Figure 111b). Dans ce cas, les discriminateurs peuvent générer un signal d'erreur même si les signaux sont parfaitement synchronisés. Cet effet peut se produire même si les brouilleurs se trouvent à l'extérieur du lobe principal du spectre du signal reçu. Le signal d'erreur à la sortie des discriminateurs, dans ce cas, varie en fonction de la fréquence du brouilleur, de sa puissance et du numéro du code pseudo-aléatoire reçu. Une fois que cet effet est pris en considération, il peut être éliminé en soustrayant la moyenne du signal désétalé de sa valeur après un stockage préalable.

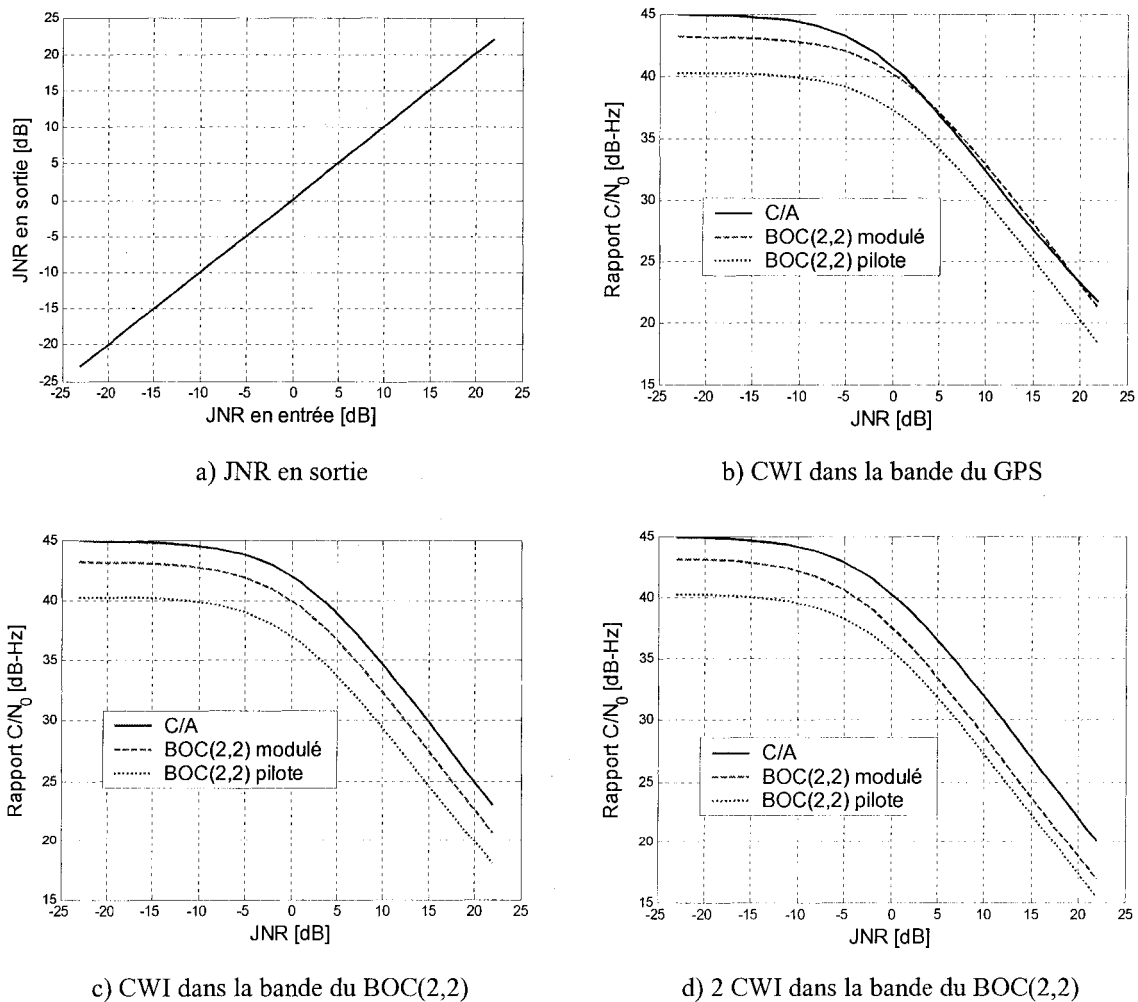


Figure 112 Rapport  $C/N_0$  en fonction du JNR en entrée

Durant le processus de calcul du rapport signal sur bruit par la méthode de corrélation, cet effet peut introduire des erreurs de mesure assez importantes. La Figure 112 représente le rapport  $C/N_0$  dans les boucles en fonction du JNR à l'entrée du récepteur pour les trois types de signaux : C/A, BOC(2,2) modulé et BOC(2,2) pilote. Les mesures sont effectuées pour les brouilleurs CWI placés dans les différents points du spectre du signal composite. Dans le cas où le brouilleur CWI est placé dans le lobe principal du signal C/A (Figure 112b), les signaux BOC(2,2) subissent une dégradation moindre par rapport au signal C/A ce qui semble assez logique. Par contre, placé dans les lobes principaux du signal BOC(2,2) (Figure 112d), il dégrade le rapport signal sur bruit de la même façon pour tous les trois types des signaux.

Dans ce cas, la dégradation est due surtout à l'augmentation de la puissance équivalente du bruit dans le récepteur plutôt qu'à la dégradation du spectre du signal BOC(2,2). Effectivement, le spectre du signal BOC(2,2) contient quatre fois plus de raies spectrales que le signal C/A (qui ne contient que 1023 raies). En conséquence, le poids de chaque raie dans l'ensemble du spectre du signal est plus faible. Donc, même si le brouilleur tombe sur une ou l'autre des raies spectrales, le signal subit une dégradation moins accentuée que pour le signal C/A. Par contre, en ajoutant le deuxième brouilleur dans le second lobe principal du signal BOC(2,2) (Figure 112d), on constate que la dégradation du spectre du signal n'est plus négligeable et le signal BOC(2,2) subit une perte du rapport signal sur bruit plus importante que le signal C/A. La Figure 112a représente le rapport JNR en sortie du bloc AGC en fonction du rapport JNR à l'entrée et sert afin de valider la méthode de mesure utilisée. La réaction du récepteur hybride aux autres types des brouilleurs sera analysée dans la section 4.4.

### 4.3 Filtre FADP de pré-corrélation utilisé comme filtre antibrouilleur

Le filtre FADP est un filtre ADP (*Amplitude Domain Processing*) dans le domaine des fréquences. À la différence des autres types de filtres conventionnels, le principe de

fonctionnement du filtre ADP est basé sur la technique de traitement des signaux dans le domaine des amplitudes. À la base de cette technique se trouve la théorie de détection des signaux de faible puissance qui permet la réjection des tous les types de brouilleurs différents des brouilleurs gaussiens à large bande en exploitant la nature statistique de la forme des signaux.

#### 4.3.1 Principe de la technique ADP

ADP est une technique numérique de traitement des signaux mise au point afin d'améliorer la robustesse du récepteur GPS (AbiMoussa, 2000; Landry, 2001). Cette technique exploite les propriétés statistiques de la fonction de densité de probabilité de l'amplitude des signaux (bruit thermique et brouilleur dans le cas du GPS). En effet, en se basant sur la fonction de densité de probabilité de l'amplitude du signal, il est possible de dériver une fonction secondaire qui peut être utilisée par la suite pour réajuster la valeur de chaque échantillon du signal mixte à l'entrée du filtre afin d'améliorer le rapport signal sur bruit. Cette technique est complètement adaptative dans le sens qu'elle s'adapte aux changements de paramètres des brouilleurs par des mesures statistiques directes.

La technique ADP est basée sur la théorie décisionnelle statistique dans laquelle une fonction optimale non-linéaire est appliquée à l'amplitude  $r$  d'un signal mixte composé du brouilleur de forte puissance  $n$  et d'un faible signal  $s$  afin d'améliorer le rapport SNR. Comme nous l'avons déjà mentionné, le calcul de cette fonction non-linéaire est basé sur la fonction de densité de probabilité de l'amplitude du signal reçu, soit  $f_x(r) = f_{s+n}(r) \approx f_n(r)$ . Cette approximation est possible grâce au fait que les propriétés statistiques du signal mixte sont presque entièrement déterminées par la fonction de densité de probabilité du brouilleur dont la puissance est largement supérieure à celle du signal utile. Il était démontré qu'après un traitement du signal en entrée par un opérateur non-linéaire  $g(r)$ ,

$$g(r) = \frac{-\partial \left( \frac{f_n(r)}{r} \right) / \partial r}{\frac{f_n(r)}{r}} = -\frac{d}{dr} \log(f_n(r)) \quad (4.42)$$

on obtient des améliorations significatives du rapport SNR à l'entrée des boucles PLL et DLL pour tous les brouilleurs à l'exception des brouilleurs gaussiens à large bande. La Figure 113 illustre le concept de calcul de la fonction non-linéaire  $g(r)$  pour le bruit thermique et pour un brouilleur de forme sinusoïdale.

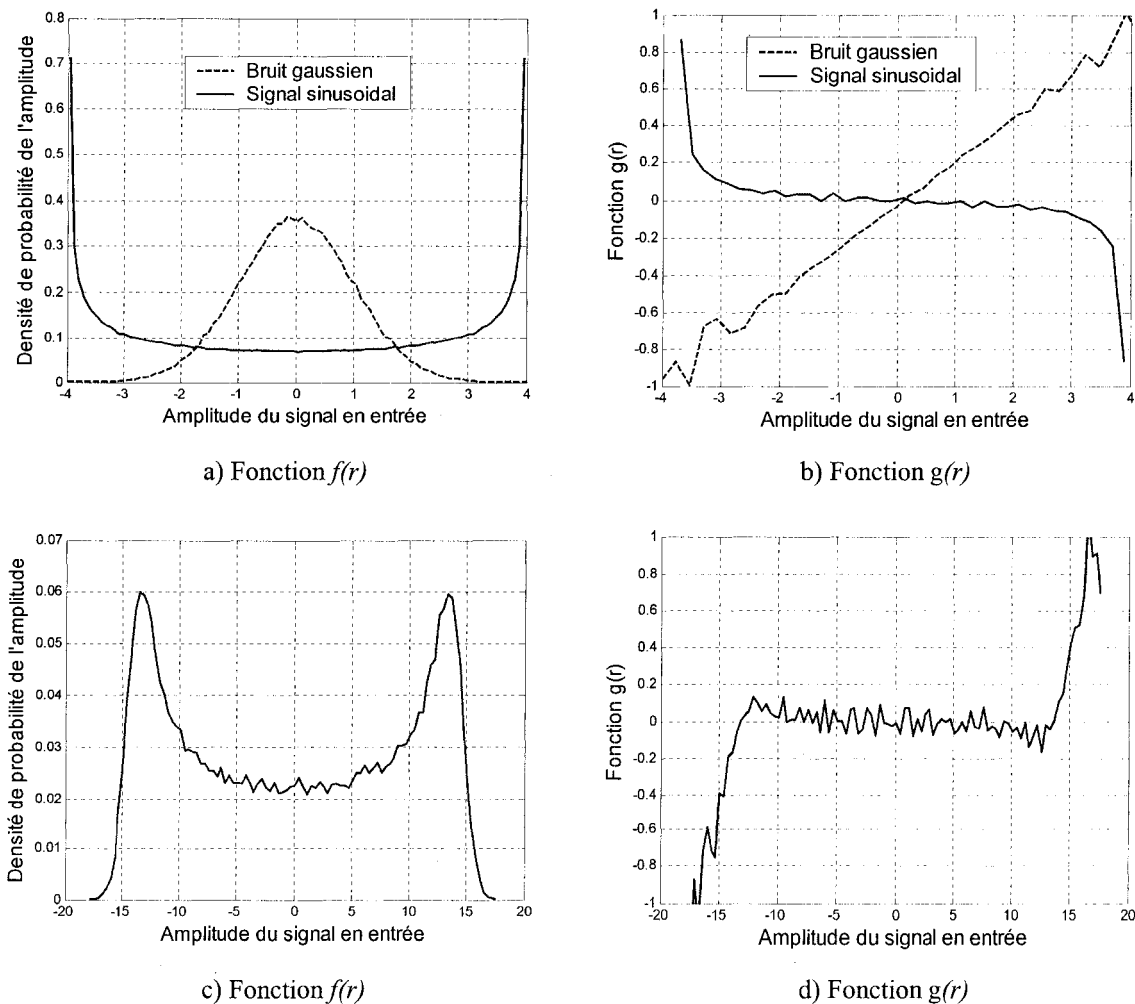


Figure 113 Principe de calcul de l'opérateur  $f(r)$  et  $g(r)$



La Figure 113a représente la fonction de densité de probabilité normalisée de l'amplitude pour le bruit thermique et le signal sinusoïdal. Quant aux fonctions  $g(r)$  correspondantes, elles sont représentées à la Figure 113b. Il est intéressant de remarquer que pour un signal mixte (bruit thermique plus brouilleur), la fonction de densité de probabilité des amplitudes est totalement déterminée par le signal brouilleur (Figure 113c). Le rapport brouilleur à bruit thermique, dans cet exemple, est choisi égale à 20 dB. La fonction  $g(r)$  correspondante (Figure 113d) est appliquée ensuite au signal mixte en réduisant la valeur des échantillons au niveau du bruit thermique.

#### 4.3.2 Rappel sur le filtre ADP

Le principe de fonctionnement du filtre ADP est basé sur la technique ADP présentée dans la section précédente. La Figure 114 montre le schéma bloc du filtre ADP.

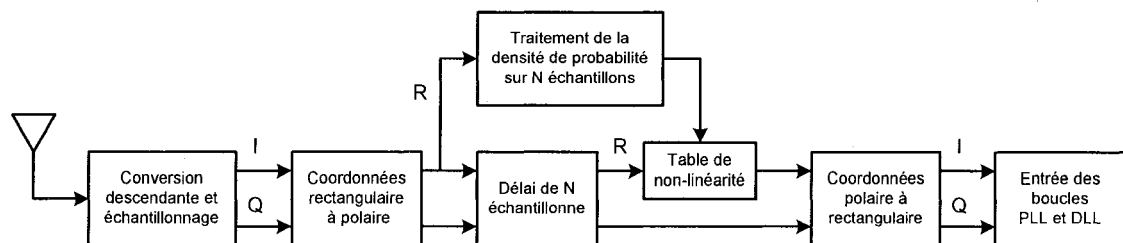


Figure 114 Schéma-bloc du filtre ADP

Le signal reçu est premièrement transposé en fréquence de base et échantillonné pour être séparé ensuite en voie en phase ( $I$ ) et quadrature ( $Q$ ). Le signal complexe ainsi obtenu est transformé en forme polaire en calculant l'amplitude du signal ( $R$ ) et sa phase ( $\theta$ ). La paire amplitude-phase subit un retard de  $N$  échantillons pour tenir compte du temps de calcul du traitement numérique. Le traitement effectué consiste à estimer la densité de probabilité de l'amplitude du signal échantillonné et à appliquer la fonction de non-linéarité  $g(r)$  permettant de réassigner un poids mieux approprié à chaque échantillon en entrée. La phase du signal est mise en mémoire durant le processus de

traitement puis la paire amplitude-phase résultante est recombinaée en voie en phase et en quadrature. Le signal reconstitué est appliqué ensuite à l'entrée des boucles PLL et DLL pour la corrélation et la détection des données. L'efficacité du filtre ADP a été prouvée dans plusieurs travaux incluant ceux menés au sein du laboratoire LACIME (Abi Moussa, 2001; Boutin, 2002).

### 4.3.3 Rappel sur le filtre FADP

Il faut remarquer que le filtre ADP perd de son efficacité avec le nombre croissant de brouilleurs en entrée du récepteur. En effet, puisque le traitement du filtre ADP s'effectue dans le domaine de temps, la présence de plusieurs brouilleurs dans le signal mixte attribue à ce dernier une caractéristique statistique plutôt gaussienne. Afin de contrer ce problème, il fut proposé d'appliquer la technique ADP dans le domaine des fréquences. Dans ce cas, le signal temporel est transformé en un signal fréquentiel dont la densité de probabilité est non-gaussien même pour un nombre assez important de brouilleurs dans le signal utile. La Figure 115 représente le principe d'implémentation du concept mentionné. Il s'agit d'appliquer la même technique ADP présentée précédemment mais précédée est suivie d'une transformée de Fourier.

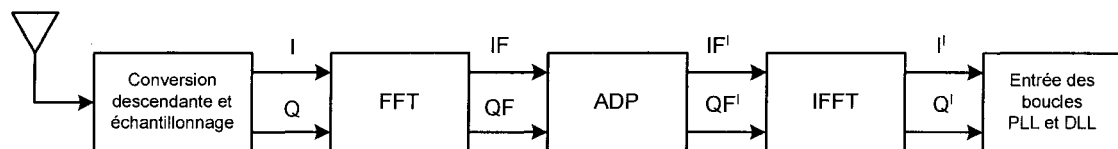


Figure 115 Schéma bloc du filtre FADP

Le filtre FADP, dans sa forme actuelle, a été implémenté dans le cadre des travaux au laboratoire LACIME (AbiMoussa, 2000; Landry, 2001; Boutin, 2002). Les résultats de simulation d'un filtre FADP pris à part, ont démontrés une amélioration significative par rapport au filtre ADP en présences de plusieurs brouilleurs (Boutin, 2002), surtout pour les interférences à bande étroite (ex. CWI).

#### 4.4 Analyse de robustesse du récepteur hybride avec le filtre FADP

Jusqu'à présent, les performances du filtre FADP étaient estimées en dehors du récepteur GPS/Galiléo. Or, dans le cadre de ce travail, il était proposé de faire une analyse du filtre mentionné dans le contexte d'une application plus réaliste - le récepteur hybride GPS/Galiléo représenté par ses boucles PLL et DLL. Donc, dans le cadre de ces simulations, le principal paramètre à prendre en considération sera  $C/N_0$  équivalent à la sortie du bloc AGC (Figure 106). Dans les méthodes antérieures d'analyse du filtre, il était supposé que le bruit à la sortie du filtre était entièrement déterminé par le bruit thermique en entrée. Donc, en conséquence, la puissance du bruit en sortie était estimée en corrélant le signal à la sortie du générateur du bruit gaussien avec le signal mixte en sortie du filtre. Malheureusement, cette méthode ne fournit pas d'information sur l'apport du filtre lui-même au bruit total en sortie. Afin de contrer à ce problème, il fut proposé d'utiliser la méthode décrite dans la section 4.2.2, soit de calculer la puissance du signal mixte en sortie du filtre comme la valeur moyenne du carré du signal. Cette approche est justifiée car, le signal en sortie du filtre FADP est majoritairement composé du bruit. Par exemple, en anticipant les choses, nous avons pu constater que la puissance du brouilleur en sortie du filtre est autour de -20 dB par rapport à la puissance du signal mixte. Pour ce qui est du signal utile, sa puissance est encore plus faible ( $\approx -26$  dB). Donc, on peut affirmer que la puissance du signal en sortie du filtre (ou AGC) est presque entièrement déterminée par le bruit thermique en entrée et par le bruit propre du filtre du au processus du traitement des signaux à l'intérieur du filtre FADP. (Pour une différence de 20 dB de puissance, l'erreur estimée de mesure est de  $\approx 0.04$  dB). Afin de réaliser une analyse comparative entre les deux systèmes, il est proposé d'utiliser le schéma du simulateur présenté à la Figure 106. Avant de commencer l'analyse de robustesse du récepteur pourvue du filtre FADP, il sera prudent de valider la démarche en vérifiant la relation entre le rapport  $C/N_0$  en sortie du filtre et la position du brouilleur dans le spectre du signal sur toute la bande du récepteur hybride. Pour cela, la bande du récepteur a été balayée par un brouilleur CWI assurant un JNR à l'entrée du filtre FADP

de 20dB. Les résultats de mesure sont résumés à la Figure 116. Il n'est pas étonnant de remarquer que l'impact du brouilleur est directement lié à sa position dans le spectre du signal. Ainsi, la dégradation du rapport  $C/N_0$  est plus forte dans les zones ayant une forte concentration de puissance qu'il soit du signal C/A ou BOC(2,2). Les raies les plus puissantes du signal C/A se trouvent au voisinage immédiat de l'origine du spectre (la raie la plus faible se trouvant au milieu), tandis que la puissance du signal BOC(2,2) est concentrée surtout sur une fréquence  $\pm 2.046$  MHz de l'origine (Figure 116a). En conséquence, durant la mesure de l'impact des brouilleurs sur le fonctionnement du récepteur hybride, la position du brouilleur dans le spectre doit être prise en considération. Par contre, la position du brouilleur dans le spectre du signal mixte ne change pas le rapport JNR en sortie du filtre FADP. La marge d'erreur existante est due plutôt à la méthode de mesure choisie (par corrélation) et pour une JNR en entrée de 20dB, elle ne dépasse pas  $\pm 0.7$ dB (Figure 116b). À présent, le comportement du récepteur doté du filtre FADP sera étudié en présence des différents types de brouilleurs en entrée. Pour cela, les scénarios suivants seront proposés :

- A. Dix brouilleurs CWI sur des fréquences différentes ayant chacun un JNR qui varie de -24dB à 21dB. Les brouilleurs sont disposés sur des fréquences aléatoires allant de 1.4MHz à 10.4MHz (Figure 118a);

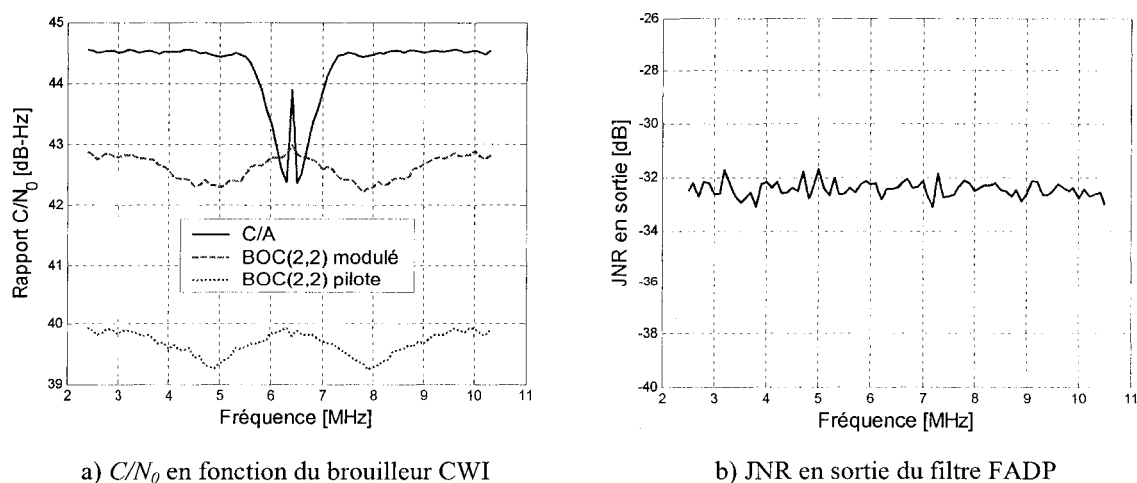
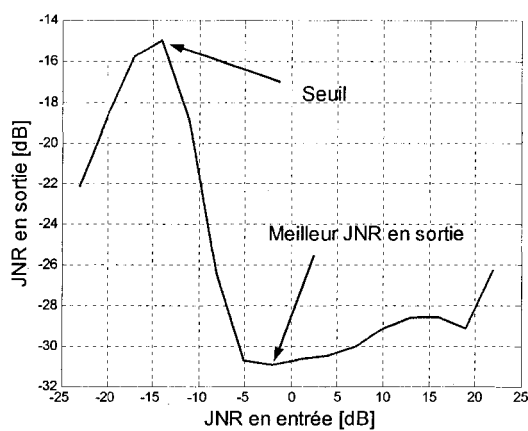


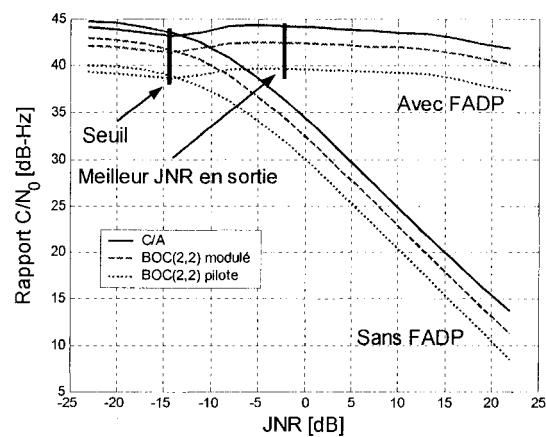
Figure 116 Rapport  $C/N_0$  en fonction de la fréquence du brouilleur

- B. Cinq brouilleurs de type *Chirp* situés dans les lobes principaux des signaux C/A et BOC(2,2) dans la plage du JNR en entrée de -24 à 21 dB (Figure 118c) ;
- C. Cinq brouilleurs de type PWI sous les mêmes conditions que dans le cas B (Figure 118e);
- D. Trois brouilleurs modulés en fréquence (phase) sur les fréquences 3.8MHz, 6.6MHz et 9.1MHz. Les brouilleurs ont un JNR maximal de 21dB;

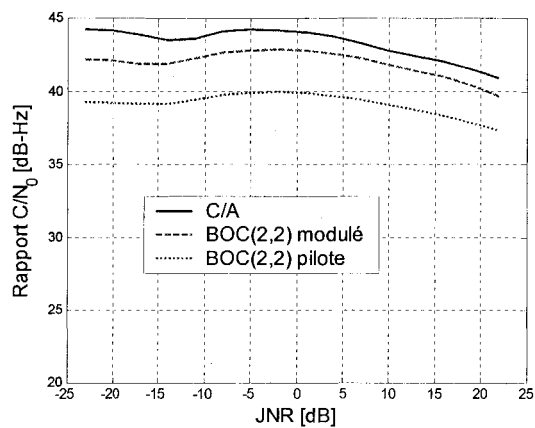
Les résultats de mesure pour les cas mentionnés ci-haut sont présentés sous la forme de graphiques à la Figure 117. Regardons plus en détail le fonctionnement du filtre en utilisant comme référence le rapport JNR en sortie du filtre (Figure 117a) et le rapport  $C/N_0$  dans les boucles (Figure 117b) avec dix brouilleurs CWI en entrée. Il est important de remarquer que le filtre FADP induit une perte du rapport  $C/N_0$  de départ autour de 0.8dB due au processus du traitement ADP est aux transformations FFT et FFT inverse. De plus, la réaction du filtre à de différents niveaux du brouilleur à l'entrée n'est pas la même. En effet, le filtre possède une seuil de sensibilité qui se situe autour de -14dB du JNR en entrée. Jusqu'à ce niveau, les brouilleurs passent en sortie du filtre sans être vraiment atténués. À partir de -14dB, il y a une baisse importante du JNR en sortie du filtre FADP qui atteint le meilleur résultat avec un JNR en entrée de - 2dB. Le JNR en sortie correspondant est de - 31.5dB. Et ce résultat intéressant est obtenu avec dix brouilleurs CWI en entrée! Le gain du filtre FADP en ce point constitue 29.5dB. Si on continue à augmenter la puissance des brouilleurs, le JNR en sortie diminue légèrement. Malgré cela, le gain du traitement du filtre peut atteindre des valeurs assez importantes. Par exemple, pour dix brouilleurs CWI en entrée possédant un JNR de 20dB chacun, le gain du filtre FADP est d'à peu près 48dB. Les pertes du rapport  $C/N_0$  en sortie du filtre pour un JNR en entrée de 21dB se trouvent autour de - 2.7dB (pour chacun des trois signaux). Par rapport à un récepteur dépourvu du filtre antibrouilleur, ceci est plus que suffisant pour assurer le bon fonctionnement des boucles PLL et DLL. Rappelons que le seuil du récepteur hybride pour le discriminateur de type PAMR est égal à 23dB-Hz. Conformément à la Figure 117b et dans ce cas précis, un JNR en entrée de 12dB est suffisant pour mettre hors service la chaîne de réception du signal C/A.



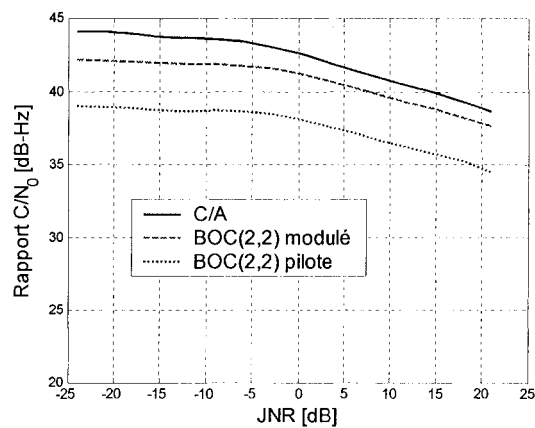
a) JNR en sortie pour les brouilleurs CWI



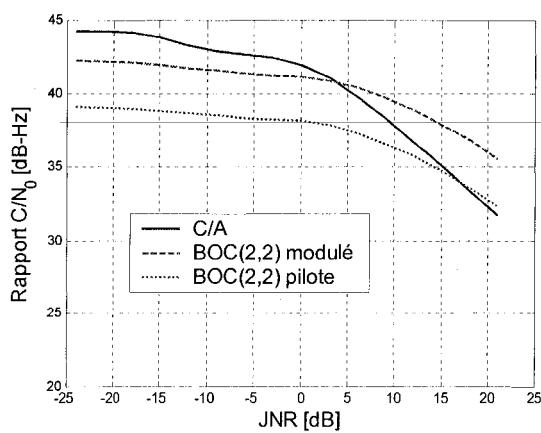
b) Dix brouilleurs de type CWI



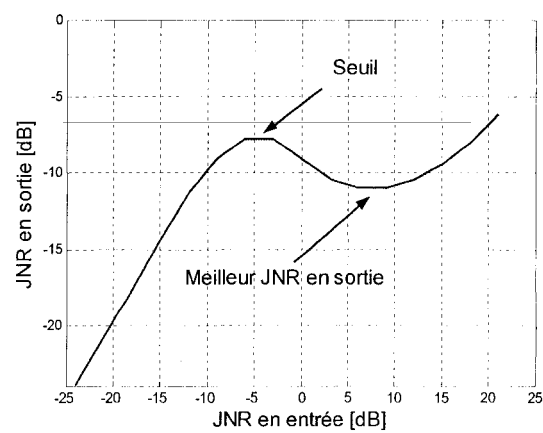
c) Cinq brouilleurs de type Chirp



d) Cinq brouilleurs de type PWI

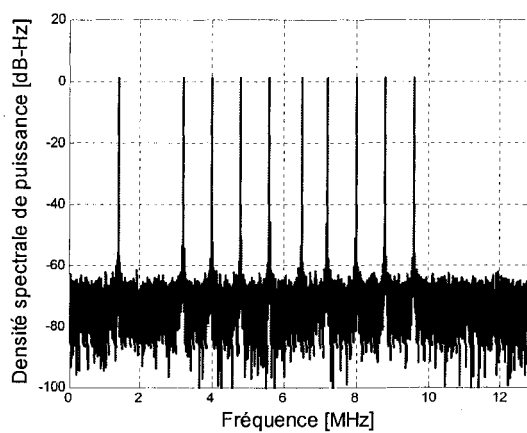


e) Trois brouilleurs de type FM

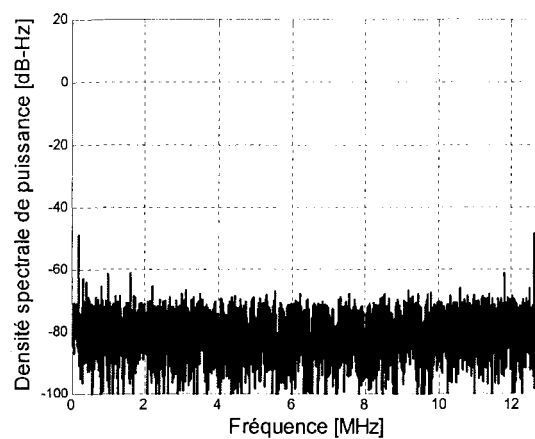


f) JNR en sortie pour les brouilleurs FM

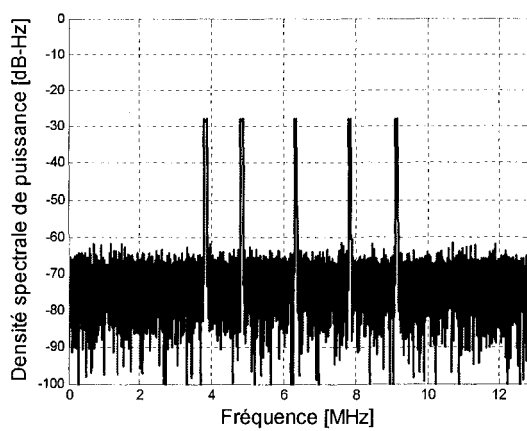
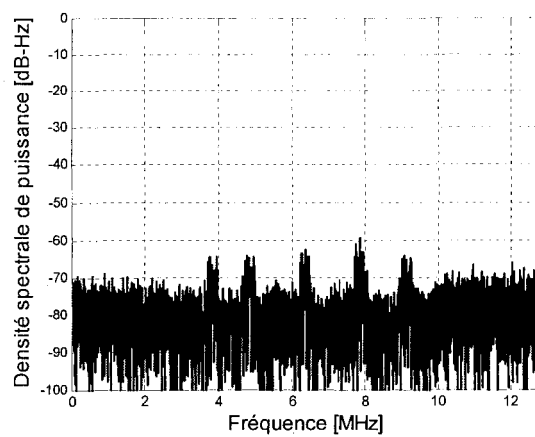
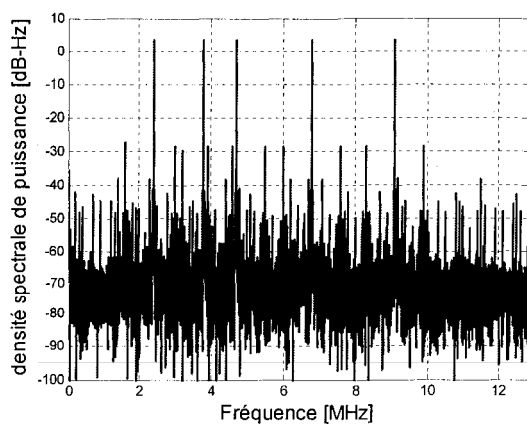
Figure 117 Performance du récepteur hybride avec le filtre FADP



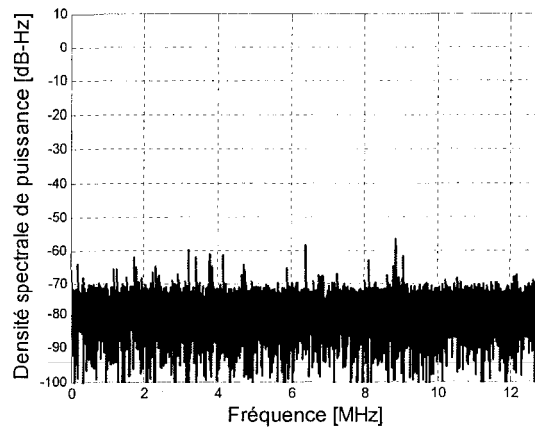
a) Dix brouilleurs de type CWI



b) Sortie du filtre pour les brouilleurs CWI

c) Cinq brouilleurs de type *Chirp*d) Sortie du filtre pour les brouilleurs *Chirp*

e) Cinq brouilleurs PWI



f) Sortie du filtre pour les brouilleurs PWI

Figure 118 Atténuation des brouilleurs par le filtre FADP

Dans le cas du signal BOC(2,2), cette valeur est encore plus basse et constitue environ 7dB-Hz. L'efficacité du filtre FADP n'est pas la même pour tous les types de brouilleurs. Le Tableau X résume les résultats pour quatre types de brouilleurs : CWI, *Chirp*, PWI et FM. Ainsi, l'efficacité du filtre FADP diminue avec les brouilleurs à large bande. De plus, il fut constaté que le signal BOC(2,2) tolère mieux ces types de brouilleurs que le signal C/A. Cette différence est plus marquante dans le cas des brouilleurs de type FM et constitue environ 6dB. Il ne faut pas oublier, néanmoins, que l'estimé de la dégradation du rapport  $C/N_0$  est effectué pour un cas très précis.

La largeur et la forme du spectre des brouilleurs *Chirp*, PWI et FM peuvent être facilement changées avec le choix des paramètres correspondants. De cette manière, un brouilleur PWI ou *Chirp* peut occuper une bande plus large que le brouilleur FM. Ce qu'il faut vraiment retenir, c'est que plus la densité spectrale de puissance du brouilleur tend vers une forme gaussienne, moins efficace est le traitement ADP dans le domaine des fréquences. Ainsi, le gain de traitement du filtre pour un brouilleur FM avec le coefficient de modulation égale à 62.5 et un JNR de 20dB, est égal à 26dB (Figure 117f). Cette valeur est de 22dB plus basse que dans le cas du brouilleur CWI (Figure 117a). Mais la perte des performances du filtre FADP, dans sa forme actuelle, n'est pas due uniquement à la largeur de la bande du brouilleur à l'entrée. Par exemple, il était remarqué que dans le cas du brouilleur de type *Chirp*, les pertes en sortie du filtre FADP sont plus importantes que pour un brouilleur CWI même avec une largeur de bande ne dépassant pas 1kHz. L'explication se trouve dans le processus du traitement du filtre. Rappelons que le traitement du signal dans le filtre est effectué dans le domaine des fréquences. Or, avant le traitement, le signal doit passer par la transformation FFT et FFT inverse. Si la transformation FFT inverse ne pose pas de problèmes, il n'est pas de même pour la FFT. Supposons que le signal à l'entrée du récepteur est une sinusoïde avec une certaine fréquence  $f$ . Durant le processus de numérisation dans le récepteur, ce signal est échantillonné avec une fréquence  $f_s$ . Donc, à l'entrée du filtre FADP, nous avons un signal numérique  $s(n)$  de la forme :



$$s(n) = \sin(2\pi \frac{f}{f_s} n + \theta) \quad (4.43)$$

Ici  $\theta$  représente la phase du signal. Pour simplifier la démarche, supposons que  $\theta = 0$ . D'après la définition, le signal  $s(n)$  est périodique de période  $N$ , s'il existe un nombre entier  $k$  pour lequel,

$$2\pi \frac{f}{f_s} N = 2\pi k \Rightarrow \frac{f}{f_s} = \frac{k}{N} \quad (4.44)$$

Ici  $k$  et  $N$  doivent être des facteurs premiers. Supposons que la fréquence d'échantillonnage est égale à 60 Hz. Si la fréquence du signal à l'entrée est égale à 30 Hz, nous avons un signal numérique de période  $N = 2$ . Supposons maintenant que le signal a changé de fréquence et sa valeur devient 29 Hz. Dans ce cas, la période  $N = 60$ . Cet exemple nous démontre que même un faible changement de la fréquence du signal périodique à l'entrée du récepteur peut changer énormément la période du signal numérique, et dans certains cas, le rendre apériodique. Cela a des percussions sur la manière dont la FFT est calculée. La Figure 119 représente le résultat de la FFT pour deux signaux numériques ayant des fréquences différentes.

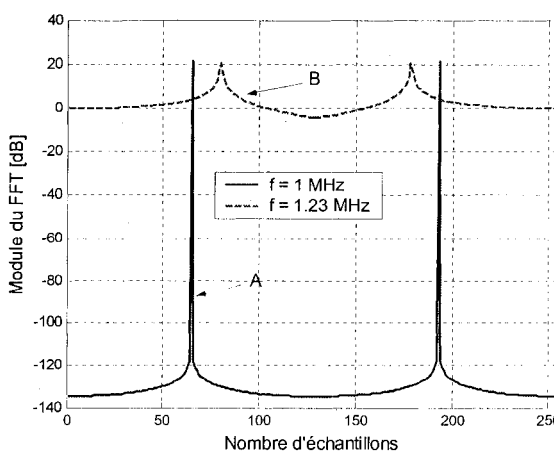


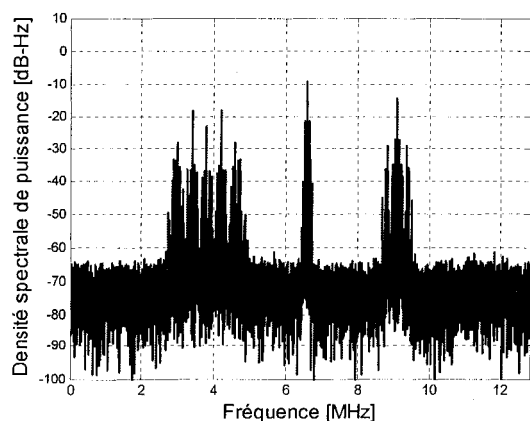
Figure 119 FFT d'un signal sinusoïdal

La fréquence d'échantillonnage utilisée est égale à 4MHz et la FFT est calculée sur 256 échantillons. Le signal A ( $f = 1\text{MHz}$ ) possède une période  $N$  de 4 échantillons tandis que le signal B ( $f = 1.23\text{MHz}$ ), une période  $N$  de 25600 échantillons. On peut remarquer que le signal ayant une fréquence de 1.23MHz possède une distribution plus proche d'une gaussienne par rapport au signal à 1MHz. En conséquence, durant le traitement ADP, le signal B sera moins atténué que le signal A.

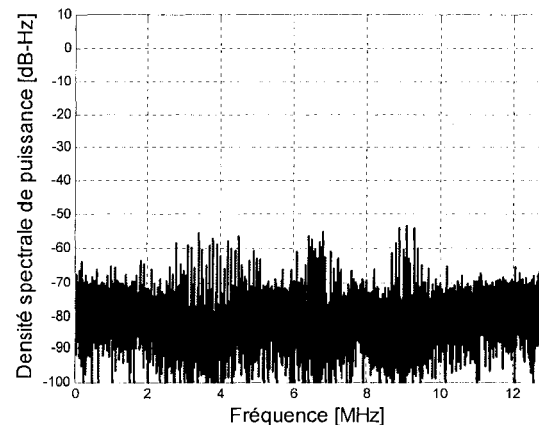
Tableau X

Perte du  $C/N_0$  dans le récepteur hybride avec FADP

Types de brouilleur (JNR = 20dB)	Types de signal		
	C/A	BOC(2,2) modulé	BOC(2,2) pilote
CWI (dix)	-2.6dB	-2.7dB	-2.6dB
<i>Chirp</i> (cinq)	-4dB	-3.4dB	-3.2dB
PWI (cinq)	-6.3dB	-5.5dB	-5.2dB
FM (trois)	-13dB	-7.3dB	-7.3dB



a) Trois brouilleurs de type FM



b) Sortie du filtre pour les brouilleurs FM

Figure 120 Atténuation des brouilleurs FM par le filtre FADP

## 4.5 Analyse des résultats et discussion

L'analyse de la robustesse du récepteur hybride dans un environnement hostile a mis en évidence les avantages du récepteur utilisant la diversité des signaux appartenant à deux systèmes de navigation différents : GPS et Galiléo. Le traitement du signal BOC(2,2), qui s'ajoute à l'architecture existante du signal C/A, peut considérablement augmenter la robustesse de l'architecture hybride. Mais pour atteindre les meilleures performances, l'architecture du récepteur doit être choisie judicieusement. Ainsi, il était constaté que le meilleur seuil du récepteur hybride est atteint avec l'utilisation des discriminateurs de types AMR (pour la DLL) et *atan2* (pour la PLL), tous les deux appartenant à la chaîne de réception du signal BOC(2,2). Pour les autres types de discriminateurs DLL (PAMR et PC), le seuil varie considérablement en fonction de l'espacement bribe  $d$ . Si le seuil de sensibilité pour les deux signaux en question, résumé dans le Tableau IX, est comparable pour les discriminateurs PAMR et PC, il ne faut pas oublier qu'il est obtenu avec des valeurs d'espacement bribe différentes. Par exemple, pour le discriminateur de type PC, cette valeur est égale à 0.15 bribe dans le cas du signal BOC(2,2) et 0.5 bribe dans le cas du signal C/A. Du moment où la précision des pseudo-mesures devient une priorité, la valeur de l'espacement bribe doit être réduite. Dans ce cas, pour la même valeur du paramètre  $d$  (ex.  $d = 0.15$  bribe), le seuil de la boucle de code pour le signal BOC(2,2) est plus bas de 2.4 dB par rapport au signal C/A. Pour les valeurs  $d$  utilisées actuellement dans les corrélateurs dit *Narrow Correlators* (ex.  $d = 0.05$ ), cette différence est encore plus grande. Par exemple, dans le cas du discriminateur de type PC, elle est de 3 dB. Bref, pour les discriminateurs de précisions, la chaîne de réception BOC(2,2) peut améliorer le seuil du récepteur hybride de 3 dB. Durant la simulation sur le fonctionnement du récepteur hybride dans un environnement hostile, il était constaté que le rapport  $C/N_0$  dans la chaîne de réception BOC(2,2) est plus bas par rapport au canal de réception du signal C/A. Cette perte constitue à peu près -1.7 dB pour le signal BOC(2,2) modulé et -4.8 dB pour le signal pilote. Il était constaté également, que cette perte n'est pas due à une sensibilité plus accrue du signal face aux brouilleurs mais

plutôt au schéma de modulation dans la source. Cette perte de corrélation sera compensée d'une part par l'utilisation des codes pseudo-aléatoires ayant une durée plus longue (ex. 100ms dans le cas du signal pilote) et d'autre part, la meilleure robustesse par rapport au signal C/A. L'augmentation de la puissance de transmission est aussi possible. Rappelons que dans le cadre de l'analyse de la robustesse, la longueur du code pseudo-aléatoire pour les deux types des signaux est supposée la même (1 ms). Il faut remarquer que l'utilisation des codes longs rend le récepteur plus sensible au stress dynamique. Les résultats de simulation du fonctionnement de l'architecture hybride en présence des différents types de brouilleurs à l'entrée ont démontrés la plus grande souplesse de l'ensemble par rapport à un récepteur monosystème. Tout d'abord, ce fait est dû à une occupation spectrale plus efficace dans la bande du récepteur et à un nombre beaucoup plus grand de raies spectrales du signal composite (l'utilisation du signal BOC(2,2) augmente de quatre fois le nombre des raies par rapport au signal C/A). Cette particularité du signal composite permet d'augmenter la robustesse du récepteur hybride, surtout dans le cas des brouilleurs à large bande (PWI ou FM). Ainsi, en présence de brouilleurs de type FM, le récepteur hybride démontre une amélioration du rapport  $C/N_0$  d'environ 6 dB par rapport à la chaîne de réception du signal C/A. L'utilisation du filtre FADP, améliore considérablement le rapport  $C/N_0$  dans les boucles en présence de brouilleurs à l'entrée. Dans le cas de dix brouilleurs CWI, cette amélioration constitue environ 27 dB. Pour les autres types de brouilleurs, ce gain est moins évident mais il n'est pas dû uniquement au caractère du brouilleur. Comme il était démontré, les pertes de gain sont dues également à la transformation FFT dans le filtre. En élaborant un algorithme adaptatif pour une FFT qui s'adapte à la fréquence du brouilleur, il sera possible d'améliorer d'avantage les performances du filtre FADP. Par exemple, on pourrait utiliser une longueur de la FFT flexible ou un échantillonnage adaptable. Les deux techniques ont pour but d'obtenir des périodes du signal numérique à l'entrée du filtre FADP se trouvant à l'intérieur de la période d'analyse de la FFT. De plus, le rapport entre la longueur de la FFT sur la période du signal numérique doit être un entier. Cette condition a été vérifiée dans le simulateur.

## 4.6 Conclusion

Ce chapitre a été d'une grande importance dans le cadre de l'ensemble de ce travail. Si les chapitres précédents nous ont permis de concevoir le simulateur d'une chaîne de réception hybride, ici, le simulateur a été mis en service pour l'analyse des performances d'un filtre anti-brouilleur. Dans ce chapitre, il était démontré également, que l'analyse théorique ne peut pas être complétée sans une simulation du fonctionnement de l'ensemble de l'architecture du récepteur. Nous avons utilisé le simulateur afin d'étudier la robustesse d'une architecture hybride dans un environnement bruité. Pour cela, la chaîne de réception GPS/Galiléo a été soumise à des conditions extrêmes en choisissant les pires scénarios de brouilleurs en entrée. Ainsi, les brouilleurs ont été placés sur les raies spectrales du spectre du signal utile et le nombre de brouilleurs était parfois exagéré, du moins pour les applications civils (dix dans le cas du brouilleur CWI). Cette approche nous a permis de mieux connaître les limites du récepteur hybride et du filtre FADP. Les résultats obtenus nous ont permis de tirer des conclusions importantes quant à la robustesse d'une architecture hybride dans la bande E2-L1-E1 et quant à l'amélioration du filtre FADP. Malheureusement, faute de temps et d'information insuffisante en ce qui concerne la structure des signaux du système Galiléo (qui est encore en développement), un grand nombre de tests n'a pas été finalisé. Surtout, les tests concernant l'analyse de robustesse du récepteur hybride face aux brouilleurs avec des dynamiques en entrée. Cette analyse est d'une grande importance, car la robustesse au stress dynamique dépend en grande mesure de la valeur de l'espacement brique utilisée dans le discriminateur de la boucle de code. Or, on sait que cette valeur est plus petite dans le cas du traitement du signal BOC(2,2). De plus, dans ces conditions, il sera important d'analyser l'algorithme de positionnement sur le pic central de la fonction d'autocorrélation pour les signaux de type BOC(n,m). Ces remarques peuvent constituer d'excellents sujets de recherches dans les travaux futures concernant le récepteur hybride GPS/Galiléo.

## CONCLUSION

L'étude sur la possibilité de la conception des récepteurs hybrides GPS/Galiléo a été commencée par l'analyse préalable des schémas de modulations utilisées dans le GPS actuel et pouvant être utilisés dans le GPS modernisé et le futur système Galiléo. En premiers résultats de cette analyse, il a été possible de tracer l'occupation spectrale des signaux appartenant à chacun des systèmes mentionnés (chapitre 1). Il était constaté que la bande la plus propice pour entamer la démarche est E2-L1-E1. Dans cette bande de fréquence, les deux systèmes utilisent la même fréquence porteuse (1575.42 MHz) et en conséquence, en utilisant la même tête RF, on pourra simplifier l'architecture du récepteur tout en réduisant son coût.

Avant de commencer la simulation d'une chaîne de réception GPS/Galiléo, il était jugé nécessaire d'accumuler toute l'information pertinente à la conception du récepteur hybride dans un chapitre apart (chapitre 2) afin de rendre l'approche plus universelle. Dans ce chapitre, nous avons révisé également les principes du traitement du signal GPS et étudié les particularités des signaux BOC. En résultats de cette étude, il était constaté que les architectures du récepteur GPS peuvent être appliqués avec efficacité pour le traitement des certains signaux du système Galiléo en nécessitant que des changements mineurs. Par exemple, le traitement du signal BOC(2,2) est possible avec la même architecture de la boucle PLL et, avec certains types de discriminateurs, par la même architecture de la boucle DLL. En ce qui concerne l'approche plus générale, les signaux BOC nécessitent au moins deux corrélateurs de plus par rapport au signal C/A afin de ce positionner sur le pic central de la fonction de corrélation du code pseudo-aléatoire. L'utilisation des discriminateurs DLL de type AMR, bien qu'il ne soit la seule alternative, semble être le choix le plus économique du point de vue des ressources pour le traitement des signaux de type BOC. Dans le chapitre 2, nous avons soulevé également la difficulté de simulation d'une chaîne de réception des signaux BOC(14,2), BOC(10,5) et BOC(15,10) à cause des fréquences d'échantillonnage élevées nécessaires.

Par exemple, dans le cas du signal BOC(14,2), la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à 65.472 MHz ce qui peut ralentir considérablement la simulation.

La simulation de la chaîne de communication GPS/Galiléo a constitué la partie majeure de ce travail. Bien que les lignes générales de la conception du récepteur aient été tracées dans le chapitre 2, il restait néanmoins à les implémenter d'une façon plus efficace dans l'environnement Simulink. Beaucoup de modèles ont été essayés avant d'arriver à la représentation décrite dans le chapitre 3. La représentation purement mathématique tout comme l'implémentation dans le domaine complexe ont été abandonnés en faveur d'une structure plus proche des couches physiques et des schémas bloc électriques. Cette approche a permis une compréhension plus facile de l'ensemble de l'architecture qui, en réalité, représente une réplique des diagrammes bloc proposés dans le chapitre 2. Compte tenu de la difficulté d'implémentation des discriminateurs DLL pour le traitement des signaux BOC à large bande et de la fréquence d'échantillonnage élevée nécessaire, l'étude était désormais portée sur le signal BOC(2,2). L'élaboration de ces algorithmes nécessite beaucoup plus de temps que prévu dans le cadre d'un projet de maîtrise et peut constituer un excellent projet de recherche dans les travaux futurs. Donc, la simulation du récepteur hybride était réalisée pour les signaux C/A du GPS et BOC(2,2) du système Galiléo. Etant donné que les deux signaux mentionnés sont des signaux civils, les recherches sur le récepteur en question pourront bien intéresser les industrielles opérant dans la fabrication des récepteurs destinés au grand public.

L'analyse de robustesse du récepteur hybride menée dans le chapitre 4 et basée sur le modèle simulé, a démontré que même sans le filtre antibrouilleur, le seuil de stabilité du récepteur, dans certain cas, peut être amélioré de 6.1 dB dans les boucles DLL et de 3 dB dans les boucles PLL. De plus, grâce à l'utilisation du signal BOC(2,2), l'occupation spectrale est plus efficace (uniforme sur toute la bande). En conséquence, le récepteur est moins sensible à la dégradation des raies spectrales du signal mixte (le signal

BOC(2,2) contient quatre fois plus de raies que le signal C/A). Il était constaté également que pour les mêmes conditions du départ (puissance, longueur du code), le signal BOC(2,2) a un rapport  $C/N_0$  dans les boucles plus bas que le signal C/A (-1.7 dB pour BOC(2,2) modulé et -4.8 dB pour le BOC(2,2) pilote). Ce fait est dû aux pertes de corrélations dans la source du signal causées par la modulation Hexaphase Modifiée. Ces pertes seront compensées par l'utilisation des codes pseudo-aléatoires plus longs (jusqu'à 100 ms) et par l'augmentation de la puissance du signal transmis. Les mesures avec le filtre FADP en présence de brouilleurs multiples ont démontré que le rapport  $C/N_0$  dans les boucles peut être considérablement amélioré. Ainsi, en présence de dix brouilleurs CWI en entrée du récepteur, il peut être amélioré de 27 dB.



## RECOMMANDATIONS

Etant donné l'envergure du sujet abordé, il pourra facilement se ramifier sur plusieurs branches, mises en évidence durant le travail, mais tout aussi intéressantes et indispensables quant à la conception des architectures hybrides GPS/Galiléo. L'enjeu majeur dans la conception de nouvelles architectures constitue le traitement des nouveaux types de signaux BOC( $n,m$ ). Si, le cas particulier pour le signal BOC(2,2) a été étudié dans le cadre de ce travail, il sera indispensable de poursuivre les recherches pour les autres types de signaux du GPS modernisé et du système Galiléo. Ces recherches pourront se poursuivre sur les directions suivantes :

- A. Élaboration de nouveaux algorithmes de positionnement sur le pic central de la fonction de corrélation des signaux BOC(14,2), BOC(10,5) et BOC(15,10) assurant un haut niveau de robustesse au stress dynamique;
- B. Traitement multicanal des signaux BOC( $n,m$ ) de large bande en utilisant le sous-échantillonnage.

En ce qui concerne l'analyse de la robustesse des futurs récepteurs hybrides en présence des interférences, il sera intéressant d'étendre la recherche pour les nouveaux types des signaux (BOC(14,2), BOC(10,5) et BOC(15,10)) mais en présence du stress dynamique à l'entrée ce qui est le cas en réalité. Cette recherche pourra prendre le titre suivant : "Conception du discriminateur DLL à large plage dynamique pour le traitement de précision des signaux BOC dans un environnement bruité". L'analyse de robustesse avec le filtre FADP a démontré que le filtre antibrouilleur pourra être amélioré considérablement en élaborant un algorithme adaptatif FFT compte tenu des particularités du passage des signaux en numérique (soulignés dans le chapitre 4). Il sera intéressant de proposer une recherche ayant comme titre : "Développement de l'algorithme adaptative FFT afin d'assurer l'immunité du filtre FADP aux changements spontanés de la période des signaux sinusoïdaux numériques". Le travail en environnement Simulink a démontré que la simulation perd de son efficacité avec la complexité des architectures simulées et avec l'utilisation des fréquences

d'échantillonnage au delà de 20 MHz. Afin de pouvoir effectuer des études plus poussées sur le traitement des signaux à large bande dans le récepteur hybride, il sera indispensable de passer à des simulations temps réel à base de FPGA et DSP, par exemple. Les premiers pas vers un concept SDN (*Software Defined Navigator*) sont déjà fait (Landry, 2003), mais il faudra les étendre sur l'ensemble de l'architecture du récepteur hybride incluant tous les signaux dans la bande E2-L1-E1.

## BIBLIOGRAPHIE

- Abi Moussa, R. (2001). *Techniques de robustesse aux brouilleurs pour les récepteurs GPS par un traitement ADP*. Unpublished Master Thesis, ETS, Montréal.
- AbiMoussa, R., Landry, R., Jr. (2000). *Anti-jamming Solution to Narrowband CDMA Interference Problem*. Paper presented at the Canadian conference on Electrical and Computer Engineering.
- Bastide, F., Julien, O., Macabiau, C., Roturier, B. (2002, September, 24-27). *Analysis of L5/E5 Acquisition, Tracking and Data Demodulation Thresholds*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.
- Best, R. E. (1999). *Phase Locked Loops: Design, Simulation and Applications* (4th ed.). New York: Mc-Graw Hill.
- Betz, J. (1999). *The Offset Carrier Modulation for GPS Modernisation*. Paper presented at the ION 1999 National Technical Meeting, San Diego, California.
- Betz, J. (2000a). *Design and Performance of Code Tracking for the GPS M Code Signal*. Paper presented at the The MITRE Corporation.
- Blanchard, A. (1976). *Phase-Locked Loops: application to coherent receiver design*. New York: J.Wiley and Sons.
- Boutin, P. (2002). *Amélioration et optimisation des filtres ADP en amplitude et en fréquence pour récepteurs GPS et Galileo* (Rapport de stage). Montreal: École de technologie supérieure.
- Brodin, G., Cooper, J., Walsh, D., Cartmell, A. (2003, April, 22-25). *A Galileo Receiver : Design, Development and Results*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Cabrera, P., Burger, T. (2003, April, 22-25). *Inter-system Interference Experiments for Galileo and GPS in L1 (1575.42 MHz)*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Clark, J. (2001, September, 11-14). *GPS Modernization*. Paper presented at the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Salt Lake City, Utah.
- Cliaff, C. B. (2003, April, 22-25). *Global Positioning System : Modernization*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.

- Clynch, J. R., Parker, A.A., Adler, R.W., Vincent, W.R., McGill, P., Badger, G. (2002, September, 24-27). *Multiple GPS RFI Sources in a Small California Harbor*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.
- De Mateo, J., Garcia-Rodriguez, A. (2002, May, 27-30). *GPS/GALILEO Interference Study*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Copenhagen, Denmark.
- Fante, R. (2003). *Unambiguous Tracker for GPS Binary-Offset-Carrier Signals*: The MITRE Corporation.
- Flament, P. (2003, April, 22-25). *The Galileo Programme*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Fontana, D., Cheung, W., Novak, P., Stansell, T. (2001, September). The Modernized L2 Civil Signal. *GPS World Magazine*.
- Ganguly, S., Jovancevic, A., Brown, A. (2003, April, 22-25). *Open Architecture Development System for Galileo*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Godet, J., de Mateo J.C., Erhard P., Nouvel O. (2002, September, 24-27). *Assessing the Radio Frequency Compatibility Between GPS and Galileo*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.
- Godet, J., Izquierdo, I., Martin, J., Chenebault, J. (2003, April, 22-25). *Galileo Spectrum and Interoperability Issues*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Hein, G. W., Godet, J., Issler, J.L., Martin, J.C., Erhard P., Lucas-Rodriguez, R., Pratt, T. (2002, September, 24-27). *Status of Galileo Frequency and Signal Design*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.
- Hollreiser, M., Erhard, P., Morgan-Owen, R. (2003, April, 22-25). *Galileo Receivers : Overview, Criticalities and Performance*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Ilie, I., Landry, R., Jr. (2003, April, 28-30). *Simulation of GPS and Galileo Architectures for Anti-Jamming and Multipath Analysis*. Paper presented at the 14th Symposium on Navigation of the Canadian Aeronautics and Space Institute, Montreal.

- Kaplan, E. (1996). *Understanding GPS: Principles and Applications* (3th ed.). London: Artech House.
- Karner, J. (2002, May, 27-30). *GPS-A Global Utility*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Copenhagen, Denmark.
- Landry, R., Jr. (1997). *Techniques de Robustesse aux Brouilleurs pour les Récepteurs GPS* (Thèse de Doctorat). Toulouse, France: Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace.
- Landry, R., Jr. (1998). *Techniques d'Abaissement des Seuils d'Acquisition et de Poursuite pour les Récepteurs GPS* (Rapport Post-Doctoral). Toulouse, France: Centre National d'Etudes Spaciales.
- Landry, R., Jr. (2001). *Anti-Jamming Digital Filter for CDMA Satellite Communications*. Montreal: Ecole de technologie supérieure.
- Landry, R., Jr., Ilie, I. (2003, July, 22-25). *A new Concept of Generic Software Defined Navigator Using GPS/Galileo Simulink Simulator*. Paper presented at the 6th International Symposium on Satellite Navigation Technology, Melbourne, Australia.
- Leonard, A., Blomenhofer, H., Izquierdo, I. (2002, September, 24-27). *GPS and Galileo Interoperability and Synergies*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.
- McDonald, K. D. (2003, April, 22-25). *GPS Modernization and the Galileo Opportunity*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Michael, E. (2002, May, 27-30). *GPS Status*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Copenhagen, Denmark.
- Onidi, O. (2002, May, 27-30). *GALILEO status*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Copenhagen, Denmark.
- Pany, T., Eissfeller, B., Winkel, J. (2003, April, 22-25). *Tracking of High Bandwidth GPS/Galileo Signals with a Low Simple Rate Software Receiver*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Graz, Austria.
- Parkinson, B., Spilker, J., Axelrad, P., Enge, P. (1996). *Global Positioning System : Theory and Applications*. Washington: American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc.

- Proakis, J., Manolakis, D. (1996). *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications* (3th ed.). Upper Saddle River: Prentice-Hall.
- Ries, L., Lestarquit, L., Armengou-Miret, E., Legrand, F., Vigneau, W., Bourga, C., Erhard, P., Issler, J.L. (2002b, September, 24-27). *A Software Simulation Tool for GNSS2 BOC Signals Analysis*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.
- Ries, L., Macabiau, C., Nouvel, O., Jeandel, Q., Vigneau, W., Calmettes, V., Issler, J.L. (2002a, September, 24-27). *A Software Receiver for GPS-IIF L5 Signal*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.
- Shaw, M. (2002, May, 27-30). *GPS Status*. Paper presented at the The European Navigation Conference, Copenhagen, Denmark.
- Spilker, Jr. (1999, June, 28-30). *Proposed Civil GPS Signal at 1176.45 MHz: In-Phase/Quadrature Codes at 10.23 MHz Chip Rate*. Paper presented at the ION 55th Annual Meeting, Cambridge, Massachusetts.
- Tsui, J. B. (2000). *Fundamental of Global Positioning System Receivers : A Software Approach*. New York: John Wiley & Sons.
- Verhagen, S. (2002, September, 24-27). *Performance Analysis of GPS, Galileo and Integrated GPS-Galileo*. Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, Oregon.